

①9 BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENT- UND
MARKENAMT

Offenlegungsschrift DE 100 23 734 A 1

⑤1 Int. Cl. 7:
H 04 L 27/38
// G06F 17/00

②1 Aktenzeichen: 100 23 734.7
②2 Anmeldetag: 15. 5. 2000
④3 Offenlegungstag: 28. 12. 2000

③0 Unionspriorität:

143512/99	24. 05. 1999	JP
069703/00	14. 03. 2000	JP
113409/00	14. 04. 2000	JP

⑦1 Anmelder:

Advantest Corp., Tokio/Tokyo, JP

⑦4 Vertreter:

Patent- und Rechtsanwälte Bardehle, Pagenberg,
Dost, Altenburg, Geissler, Isenbruck, 81679
München

⑦2 Erfinder:

Kato, Takashi, Tokio/Tokyo, JP

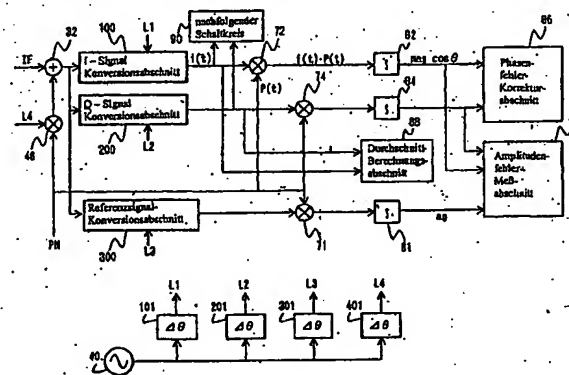
Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

Prüfungsantrag gem. § 44 PatG ist gestellt

⑤4 Quadratur-Demodulator, Quadratur-Demodulationsverfahren und Speichermedium

⑤7 Die vorliegende Erfindung dient zum Bereitstellen eines Quadratur-Demodulators, der in der Lage ist, einen I (Q)-Signalkonversionsabschnitt zu kalibrieren, ohne den Empfangsbetrieb, der durch den Quadratur-Demodulator durchgeführt wird, zu unterbrechen.

Der Quadratur-Demodulator umfaßt: einen Addierer 32 zum Erzeugen eines Signals mit überlagertem Pseudorauschen, das erhalten worden ist durch das Addieren eines Anwendersignals IF und eines Pseudorauschens PN; einen Signalkonversionsabschnitt 100 zum Erzeugen eines konvertierten Signals, das erhalten wird durch das Mischen des Signals mit überlagertem Pseudorauschen mit einem lokalen Frequenzsignal L1 einer vorbestimmten lokalen Frequenz; einen ersten Integrator 72 zum Erzeugen eines korrelierten Signals, das erhalten wird durch das Multiplizieren des konvertierten Signals mit dem Pseudorauschen; ein erster Integrator 82 zum Integrieren des korrelierten Signals zum Erzeugen eines Ausgangssignals; und ein nachfolgender Schaltkreis 90 zum Verarbeiten des konvertierten Signals in einer gewünschten Weise. Während die Kalibrierung durchgeführt wird, indem der erste Integrator 72 verursacht, daß das Pseudorauschen extrahiert wird, ermöglicht der Quadratur-Demodulator, daß der nachfolgende Schaltkreis 90 das konvertierte Signal in einer gewünschten Weise verarbeitet. Daher kann der Quadratur-Demodulator den Signalkonversionsabschnitt 100 kalibrieren, ohne seinen eigenen Empfangsbetrieb zu unterbrechen.



DE 100 23 734 A 1

DE 100 23 734 A 1

1.
Beschreibung

HINTERGRUND DER ERFINDUNG

Die vorliegende Erfindung betrifft die Kalibrierung eines Quadratur-Demodulators. Als ein Beispiel eines synchronen Detektors detektiert ein Quadratur-Demodulator synchron zwei Basisbandsignale, d. h. ein I-Signal (eine Komponente In-Phase) und ein Q-Signal (eine Quadratur-Komponente), die zueinander im Quadrat stehen, wie zum Beispiel Signale, die durch QPSK (Quadratur-PSK) moduliert sind. Ein spezifisches Beispiel eines Quadratur-Demodulators 1 wird unter Bezugnahme auf Fig. 26 beschrieben.

Als erstes nimmt ein Frequenz-Konversionsabschnitt 10 an seinem Eingang ein empfangenes Signal auf. Der Abschnitt 10 konvertiert das empfangene Signal in ein Zwischenfrequenzsignal IF einer vorbestimmten Frequenz und liefert dieses Signal IF an einen I-Signal-Konversionsabschnitt 100 und an einen Q-Signal-Konversionsabschnitt 200. Der I-Signal-Konversionsabschnitt 100 empfängt ein lokales Signal einer Frequenz LF1 von einem Referenzoszillator 40, mischt das lokale Signal mit dem Zwischenfrequenzsignal IF und erzeugt ein I-Signal (eine In-Phasen-Komponente). Der Q-Signal-Konversionsabschnitt 200 empfängt von dem Referenzoszillator 40 ein lokales Signal derselben Frequenz LF1 mit einer Phasenverschiebung um 90 Grad durch einen 90 Grad-Phasenverschieber 42, mischt solch ein lokales Signal mit dem Zwischenfrequenzsignal IF, und erzeugt ein Q-Signal (eine Quadraturkomponente). In Antwort auf das I-Signal (die In-Phase-Komponente) und das Q-Signal (die Quadratur-Komponente) führt ein nachfolgender Schaltkreis 90 einen gewünschten Betrieb durch.

Faktoren wie zum Beispiel Temperaturveränderungen verursachen dabei Fehler in dem I-Signal-Konversionsabschnitt 100 und dem Q-Signal-Konversionsabschnitt 200. Diese Fehler sind beispielsweise Amplituden-, Phasen- und Offset-Fehler. Diese Fehler müssen entfernt werden oder die Abschnitte 100 und 200 müssen kalibriert werden, da diese Fehler nachteilig den Betrieb des nachfolgenden Schaltkreises 90 beeinflussen.

Das nachfolgende Verfahren steht zur Verfügung, um den I-Signal-Konversionsabschnitt 100 und den Q-Signal-Konversionsabschnitt 200 zu kalibrieren. Der Anwender gibt ein Kalibrierungssignal einer vorbestimmten Frequenz auf die I- und Q-Signal-Konversionsabschnitte 100 und 200. An diesem Punkt muß der Quadratur-Demodulator 1 aufhören, das empfangene Signal zu verarbeiten und er paßt seine Dämpfungswerte und ähnliches von variablen Dämpfern, variablen Verzögerungseinheiten und ähnlichem in den I- und Q-Signal-Konversionsabschnitten 100 und 200 an, um die Abschnitte 100 und 200 zu kalibrieren.

Das heißt, während der Kalibrierung darf der Anwender nicht ein Signal an den Quadratur-Demodulator 1 liefern oder der Quadratur-Demodulator 1 muß seine Aufnahme anhalten.

ZUSAMMENFASSUNG DER ERFINDUNG

Die vorliegende Erfindung ist gemacht worden, um den obigen Nachteil zu verhindern und ein Ziel ist daher, einen Quadratur-Demodulator etc. zu schaffen, der in der Lage ist, den I-(Q-)Signal-Konversionsabschnitt ohne Unterbrechung des Empfangsbetriebs zu kalibrieren.

Gemäß der vorliegenden Erfindung, wie sie in Anspruch 1 beschrieben ist, umfaßt ein Quadratur-Demodulator: eine Additionseinheit zum Addieren eines Anwendersignals und eines Pseudorauschens, um ein Signal mit einem überlagerten Pseudorauschen zu erzeugen; eine Signalkonversions-

2

einheit zum Mischen des Signals mit dem überlagerten Pseudorauschen mit einem lokalen Signal einer vorbestimmten Frequenz, um ein konvertiertes Signal zu erzeugen; eine erste Multiplikationseinheit zum Multiplizieren des konvertierten Signals mit dem Pseudorauschen, um ein korreliertes Signal zu erzeugen; und eine erste Integrationseinheit zum Integrieren des korrelierten Signals, um einen Ausgang zu erzeugen.

Gemäß dem damit konstruierten Quadratur-Demodulator wird das Signal mit dem überlagerten Pseudorauschen, das ein Pseudorauschen $P(t)$ enthält, in ein konvertiertes Signal durch die Signalkonversionseinheit konvertiert. Der $P(t)$ -Term in dem konvertierten Signal wird durch die erste Multiplikationseinheit korreliert, um ein $P(t)^2$ -Term in dem korrelierten Signal zu werden. Wenn $P(t)^2$ über ein ausreichend langes Intervall integriert wird, wird es eine Konstante ungleich 0. Der $P(t)^2$ -Term im korrelierten Signal wird daher durch die erste Integrationseinheit integriert und geliefert als eine Funktion des Phasenfehlers oder Amplitudenfehlers der Signalkonversionseinheit. Wenn $P(t)$ über ein ausreichend großes Intervall integriert wird, wird es 0. Daher wird der Term $P(t)$ in dem korrelierten Signal 0 durch die Integrationseinheit. Der Ausgang der ersten Integrationseinheit ist daher eine Funktion des Phasenfehlers oder Amplitudenfehlers der Signalkonversionseinheit und kann auf der Basis des Ausgangs der ersten Integrationseinheit gemessen werden.

Das Pseudorauschen umfaßt M-Sequenz-Pseudozufallsmuster. Unter der Annahme, daß das Pseudorauschen $P(t)$ ist, kann das Pseudorauschen irgendein Rauschen sein, das eine Konstante ungleich 0 wird, wenn $P(t)^2$ über ein ausreichend langes Intervall integriert wird, und welches 0 wird, wenn $P(t)$ über ein ausreichend großes Intervall integriert wird.

Gemäß der vorliegenden Erfindung, wie sie in Anspruch 2 beschrieben ist, umfaßt ein Quadratur-Demodulator nach Anspruch 1 ferner: eine Referenzsignal-Konversionseinheit zum Mischen des Signals mit einem überlagerten Pseudorauschen mit dem lokalen Signal einer vorbestimmten lokalen Frequenz ohne Amplituden- und Phasenfehler zum Erzeugen eines referenzkonvertierten Signals, eine zweite Multiplikationseinheit zum Multiplizieren des Pseudorauschens mit dem referenzkonvertierten Signal zum Erzeugen eines referenzkorrelierten Signals; und eine zweite Integrationseinheit zum Integrieren des referenzkorrelierten Signals, um ein Ausgangssignal zu schaffen.

Gemäß dem so konstruierten Quadratur-Demodulator hat die Referenzsignal-Konversionseinheit keine Amplituden- und Phasenfehler und somit enthält der Ausgang der zweiten Integrationseinheit keine Amplituden- und Phasenfehler. Durch das Vergleichen des Ausgangs der ersten Integrationseinheit, die einen Amplitudenfehler enthält, mit dem Ausgang der zweiten Integrationseinheit, die keine Amplituden- und Phasenfehler enthält, können dadurch Amplitudenfehler gemessen werden.

Gemäß der vorliegenden Erfindung, wie sie in Anspruch 3 beschrieben ist, umfaßt ein Quadratur-Demodulator gemäß Anspruch 2 ferner: eine Amplituden-Fehlerkorrektureinheit zum Korrigieren eines Amplitudenfehlers der Signalkonversionseinheit; und eine Durchschnitts-Berechnungseinheit zum Erhalten eines Durchschnitts des konvertierten Signals von der Signalkonversionseinheit.

Ein Gleichstrom-Offsetfehler kann mit der Durchschnitts-Berechnungseinheit berechnet werden.

Gemäß der vorliegenden Erfindung, so wie sie in Anspruch 4 beschrieben ist, umfaßt ein Quadratur-Demodulator nach Anspruch 1 ferner eine Phasenfehler-Korrektureinheit zum Einstellen der Phase des lokalen Signals, das an die

Signalkonversionseinheit geliefert werden soll, so daß der Ausgang der ersten Integrationseinheit einen vorbestimmten Wert annimmt.

Gemäß der vorliegenden Erfindung, so wie sie in Anspruch 5 beschrieben ist, umfaßt ein Quadratur-Demodulator nach Anspruch 2 ferner eine Einheit zum Messen des Amplitudenfehlers zum Erhalten eines Amplitudenfehlers auf der Basis eines Wertes, der erhalten worden ist durch das Teilen des vorbestimmten Wertes, der einer der Ausgänge der ersten Integrationseinheit ist, durch den Ausgang der zweiten Integrationseinheit.

Die vorliegende Erfindung, so wie sie in Anspruch 6 beschrieben ist, ist ein Quadratur-Demodulator nach Anspruch 4 oder 5, wobei der vorbestimmte Wert ein maximaler Ausgangswert der ersten Integrationseinheit ist.

Die vorliegende Erfindung, so wie sie in Anspruch 7 beschrieben ist, ist ein Quadratur-Demodulator nach Anspruch 1, wobei das Pseudoräuschen kleiner ist als das Anwendersignal.

Die vorliegende Erfindung, so wie sie in Anspruch 8 beschrieben ist, ist ein Quadratur-Demodulator nach Anspruch 7, wobei das Pseudoräuschen im wesentlichen gleich einem Untergrundrauschen ist.

Die vorliegende Erfindung, so wie sie in Anspruch 9 beschrieben ist, ist ein Quadratur-Demodulator nach Anspruch 1, der ferner umfaßt: eine Quadratur-Signal-Konversionseinheit zum Mischen eines quadratischen lokalen Signals mit dem Signal, dem ein Pseudoräuschen überlagert worden ist, um ein Quadratur-konvertiertes Signal zu erzeugen, wobei das lokale Quadratursignal erhalten wird durch die Phasenverschiebung des lokalen Signals um 90 Grad; eine Quadratur-Multiplikationseinheit zum Multiplizieren des Quadratur-konvertierten Signals mit dem Pseudoräuschen um ein Quadratur-korreliertes Signal zu erzeugen; und eine Quadratur-Integrationseinheit zum Integrieren des Quadratur-korrelierten Signals zum Erzeugen eines Ausgangs.

Die vorliegende Erfindung, so wie sie in Anspruch 10 beschrieben ist, ist ein Quadratur-Demodulator nach Anspruch 9, wobei die Quadratur-Multiplikationseinheit gemeinsam mit der ersten Integrationseinheit; und eine Verbindungsschalteneinheit wird geschaffen, um die Signalkonversionseinheit oder die Quadratur-Signalkonversionseinheit mit der Quadratur-Multiplikationseinheit zu verbinden.

Die vorliegende Erfindung, so wie sie in Anspruch 11 beschrieben ist, ist ein Quadratur-Demodulator nach Anspruch 1, der ferner eine Pseudoräuschen-Mischeinheit umfaßt zum Mischen des Pseudoräuschens mit dem lokalen Signal, um ein Ausgangssignal davon an die Additionseinheit zu liefern.

Die vorliegende Erfindung, so wie sie in Anspruch 12 beschrieben ist, ist ein Quadratur-Demodulator nach Anspruch 1, der ferner umfaßt: eine Anwendersignal-Konversionseinheit zum Mischen des Anwendersignals mit dem lokalen Signal einer vorbestimmten lokalen Frequenz, um ein konvertiertes Anwendersignal zu erzeugen; und eine Subtraktionseinheit zum Subtrahieren des konvertierten Anwendersignals von dem konvertierten Signal, um ein Ausgangssignal davon an die erste Multiplikationseinheit zu liefern, wobei die erste Multiplikationseinheit den Ausgang der Subtraktionseinheit mit dem Pseudoräuschen multipliziert, um ein korreliertes Signal zu erzeugen.

Die Subtraktionseinheit subtrahiert das konvertierte Signal von dem konvertierten Signal und erzeugt ein Ausgangssignal und dieses Ausgangssignal wird integriert. Unter der Annahme, daß das Pseudoräuschen $P(t)$ ist, verbleibt nur der Term $P(t)$, nachdem das konvertierte Anwendersignal von dem konvertierten Signal abgezogen worden ist. Daher werden Fehlermessungen weniger stark durch das

Anwendersignal beeinflusst.

Die vorliegende Erfindung, so wie sie in Anspruch 13 beschrieben ist, ist ein Quadratur-Demodulator nach Anspruch 12, der ferner eine Amplitudenfehler-Meßeinheit umfaßt zum Erhalten eines Amplitudenfehlers auf der Basis eines Wertes, der erhalten wird durch das Teilen eines vorbestimmten Wertes, der einer der Ausgänge der ersten Integrationseinheit ist, durch einen vorgegebenen Ausgang der ersten Integrationseinheit, der erhalten worden ist, unter der Annahme, daß keine Amplituden- und Phasenfehler existieren.

Die Einheit des "vorbestimmten Wertes" ist ein Wert, der mit entferntem Phasenfehler erhalten worden ist, und ist eine Funktion des Amplitudenfehlers. Wenn solch ein Wert durch einen vorhergesagten Ausgang der ersten Integrationseinheit dividiert wird, der erhalten würde, wenn es keine Amplituden- und Phasenfehler gäbe, kann der Amplitudenfehler erhalten werden von solch einem Wert, da solch ein Wert eine Funktion des Amplitudenfehlers ist.

Die vorliegende Erfindung, so wie sie in Anspruch 14 beschrieben ist, ist ein Quadratur-Demodulator nach Anspruch 13, wobei der vorbestimmte Wert ein maximaler Ausgangswert der ersten Integrationseinheit ist.

Die vorliegende Erfindung, so wie sie in Anspruch 15 beschrieben ist, ist ein Quadratur-Demodulator nach Anspruch 13, der ferner umfaßt: eine Amplituden-Fehlerkorrektureinheit zum Korrigieren eines Amplitudenfehlers der Signalkonversionseinheit; und eine Durchschnitts-Berechnungseinheit zum Erhalten eines Durchschnitts des konvertierten Signals aus der Signalkonversionseinheit.

Ein Gleichstrom-Offsetfehler kann berechnet werden durch die Durchschnitts-Berechnungseinheit.

Die vorliegende Erfindung, so wie sie in Anspruch 16 beschrieben ist, ist ein Quadratur-Demodulator nach Anspruch 12, der ferner eine Phasenfehler-Korrektureinheit zum Anpassen der Phase des lokalen Signals, das an die Signalkonversionseinheit geliefert werden soll, umfaßt, so daß der Ausgang der ersten Integrationseinheit maximal wird.

Die vorliegende Erfindung, so wie sie in Anspruch 17 beschrieben ist, ist ein Quadratur-Demodulator nach Anspruch 12, wobei das Pseudoräuschen kleiner ist als das Anwendersignal.

Die vorliegende Erfindung, so wie sie in Anspruch 18 beschrieben ist, ist ein Quadratur-Demodulator nach Anspruch 17, wobei das Pseudoräuschen im wesentlichen gleich einem Untergrundrauschen ist.

Die vorliegende Erfindung, so wie sie in Anspruch 19 beschrieben ist, ist ein Quadratur-Demodulator nach Anspruch 12, der ferner umfaßt: eine Quadratur-Signalkonversionseinheit zum Mischen eines lokalen Quadratursignals mit dem Signal, dem ein Pseudoräuschen überlagert worden ist, zum Erzeugen eines Quadratur-konvertierten Signals, wobei das lokale Quadratursignal erhalten wird durch das Verschieben der Phase des lokalen Signals um 90 Grad; eine Quadratur-Subtraktionseinheit zum Subtrahieren des konvertierten Anwendersignals von dem Quadratur-konvertierten Signal; eine Quadratur-Multiplikationseinheit zum Multiplizieren eines Ausgangs der Quadratur-Subtraktionseinheit mit dem Pseudoräuschen zum Erzeugen eines Quadratur-korrelierten Signals; und eine Quadratur-Integrationseinheit zum Integrieren des Quadratur-korrelierten Signals zum Erzeugen eines Ausgangssignals.

Die vorliegende Erfindung, so wie sie in Anspruch 20 beschrieben ist, ist ein Quadratur-Demodulator nach Anspruch 19, wobei die Quadratur-Multiplikationseinheit mit der ersten Multiplikationseinheit gemeinsam ist; die Quadratur-Integrationseinheit mit der ersten Integrationseinheit gemeinsam ist, und eine Verbindungsschalteneinheit vorgesehen

ist, um die Signalkonversionseinheit oder die Quadratur-Signalkonversionseinheit mit der Quadratur-Multiplikationseinheit zu verbinden.

Die vorliegende Erfindung, so wie sie in Anspruch 21 beschrieben ist, ist ein Quadratur-Demodulator nach Anspruch 12, der ferner eine Pseudorauschen-Mischeinheit zum Mischen des Pseudorauschens mit dem lokalen Signal umfaßt, um ein Ausgangssignal davon an die Additionseinheit zu liefern.

Die vorliegende Erfindung, so wie sie in Anspruch 22 beschrieben ist, ist ein Quadratur-Demodulator, der umfaßt: eine Phasen-Verschiebungseinheit zum Verändern der Phase eines Pseudorauschens, um ein Ausgangssignal zu schaffen; eine Additionseinheit zum Addieren eines Anwendersignals und des Ausgangs der Phasen-Verschiebungseinheit zum Erzeugen eines dem Pseudorauschen überlagerten Signals; eine Signalkonversionseinheit zum Mischen des mit Pseudorauschen überlagerten Signals mit einem lokalen Signal einer vorbestimmten lokalen Frequenz zum Erzeugen eines konvertierten Signals; eine Quadratur-Signalkonversionseinheit zum Mischen eines lokalen Quadratursignals mit dem mit Pseudorauschen überlagerten Signal zum Erzeugen eines Quadratur-konvertierten Signals, wobei das lokale Quadratursignal erhalten wird durch das Verschieben der Phasen des lokalen Signals um 90 Grad; eine Multiplikationseinheit zum Multiplizieren des Pseudorauschens mit dem konvertierten Signal, um ein korreliertes Signal zu erzeugen; eine Quadratur-Multiplikationseinheit zum Multiplizieren des Pseudorauschens mit dem Quadratur-konvertierten Signal zum Erzeugen eines Quadratur-korrelierten Signals; eine Integrationseinheit zum Integrieren des korrelierten Signals zum Erzeugen eines Ausgangssignals; und eine Quadratur-Integrationseinheit zum Integrieren des Quadratur-korrelierten Signals zum Erzeugen eines Ausgangssignals.

Gemäß dem so konstruierten Quadratur-Demodulator wird ein vollständiger Kreis erhalten, wenn es keine Fehler mit der horizontalen Achse gäbe, die die Ausgänge der ersten Integrationseinheit anzeigt und der vertikalen Achse, die die Ausgänge der zweiten Integrationseinheit anzeigt. Der vollständige Kreis ist jedoch in eine Ellipse verformt, falls es einen Fehler gibt. Daher können Fehler wie zum Beispiel Phasenfehler aus dem Grad der Deformation des kompletten Kreises ermittelt werden.

Die vorliegende Erfindung, so wie sie in Anspruch 23 beschrieben ist, ist ein Quadratur-Demodulator nach Anspruch 22, der ferner eine Fehlermeßeinheit umfaßt zum Messen eines Gleichstrom-Offsetfehlers, eines Phasenfehlers und eines Amplitudenfehlers auf der Basis der Ausgänge der Integrationseinheit und der Quadratur-Integrationseinheit.

Die vorliegende Erfindung, so wie sie in Anspruch 24 beschrieben ist, ist ein Quadratur-Demodulator nach Anspruch 23, wobei die Fehlermeßeinheit zumindest einen der folgenden Fehler vernachlässigt, den Gleichstrom-Offsetfehler, den Phasenfehler und den Amplitudenfehler, und wobei die Fehlermeßeinheit einen nicht vernachlässigten Fehler mißt.

Die vorliegende Erfindung, so wie sie in Anspruch 25 beschrieben ist, ist ein Quadratur-Demodulator nach Anspruch 22, wobei das Pseudorauschen kleiner ist als das Anwendersignal.

Die vorliegende Erfindung, so wie sie in Anspruch 26 beschrieben ist, ist ein Quadratur-Demodulator nach Anspruch 25, wobei das Pseudorauschen im wesentlichen gleich einem Untergrundrauschen ist.

Die vorliegende Erfindung, so wie sie in Anspruch 27 beschrieben ist, ist ein Quadratur-Demodulator nach Anspruch 22, der ferner eine Pseudorauschen-Mischeinheit umfaßt zum Mischen des Pseudorauschens mit dem lokalen Signal,

um einen Ausgang davon an die Additionseinheit zu liefern.

Die vorliegende Erfindung, so wie sie in Anspruch 28 beschrieben ist, ist ein Quadratur-Demodulator nach Anspruch 22, wobei die Quadratur-Multiplikationseinheit gemeinsam ist mit der Multiplikationseinheit; die Quadratur-Integrationseinheit gemeinsam ist mit der Integrationseinheit; und eine Verbindungsschalteneinheit vorgesehen ist, um die Signalkonversionseinheit oder die Quadratur-Signalkonversionseinheit mit der Quadratur-Multiplikationseinheit zu verbinden.

Die vorliegende Erfindung, so wie sie in Anspruch 29 beschrieben ist, ist ein Quadratur-Demodulator nach Anspruch 22, der ferner umfaßt: eine Anwendersignal-Konversionseinheit zum Mischen des Anwendersignals mit dem lokalen Signal einer vorbestimmten lokalen Frequenz zum Erzeugen eines konvertierten Anwendersignals; eine Subtraktionseinheit zum Subtrahieren des konvertierten Anwendersignals von dem konvertierten Signal zum Liefern eines Ausgangs davon an eine Multiplikationseinheit; eine Quadratur-Subtraktionseinheit zum Subtrahieren des konvertierten Anwendersignals von dem Quadratur-konvertierten Signal zum Liefern eines Ausgangs davon an eine Quadratur-Multiplikationseinheit; wobei die Multiplikationseinheit ein korreliertes Signal erzeugt, das erhalten wird durch das Multiplizieren des Ausgangs der Subtraktionseinheit mit dem Pseudorauschen; und die Quadratur-Multiplikationseinheit erzeugt ein Quadratur-korreliertes Signal, das erhalten wird durch das Multiplizieren des Ausgangs der Quadratur-Subtraktionseinheit mit dem Pseudorauschen.

Die vorliegende Erfindung, so wie sie in Anspruch 30 beschrieben ist, ist ein Quadratur-Demodulationsverfahren, umfassend: einen Additionsschritt zum Addieren eines Anwendersignals und eines Pseudorauschens zum Erzeugen eines Signals mit überlagertem Pseudorauschen; einen Signalkonversionsschritt zum Mischen des Signals mit überlagertem Pseudorauschen mit einem lokalen Signal einer vorbestimmten Frequenz zum Erzeugen eines konvertierten Signals; einen ersten Multiplikationsschritt zum Multiplizieren des konvertierten Signals mit dem Pseudorauschen zum Erzeugen eines korrelierten Signals; und eine erste Integrationseinheit zum Integrieren des korrelierten Signals, um ein Ausgangssignal zu erzeugen.

Die vorliegende Erfindung, so wie sie in Anspruch 31 beschrieben ist, ist ein Quadratur-Demodulationsverfahren nach Anspruch 30, das ferner umfaßt: einen Referenzsignal-Konversionsschritt zum Mischen des Signals mit überlagertem Pseudorauschen mit dem lokalen Signal einer vorbestimmten lokalen Frequenz ohne Amplituden- und Phasenfehler zum Erzeugen eines referenzkonvertierten Signals; einen zweiten Multiplikationsschritt zum Multiplizieren des Pseudorauschens mit dem referenzkonvertierten Signal zum Erzeugen eines referenzkorrelierten Signals; einen zweiten Integrationsschritt zum Integrieren des referenzkorrelierten Signals zum Erzeugen eines Ausgangssignals; einen Amplituden-Fehlerkorrekturschritt zum Korrigieren eines Amplitudenfehlers des Signalkonversionsschritts; und einen Durchschnitts-Berechnungsschritt zum Erhalten eines Durchschnitts des konvertierten Signals von dem Signalkonversionsschritt.

Die vorliegende Erfindung, so wie sie in Anspruch 32 beschrieben ist, ist ein Quadratur-Demodulationsverfahren aufweisend: einen Phasenverschiebungsschritt zum Verändern der Phase eines Pseudorauschens, um einen Ausgang zu erzeugen; einen Additionsschritt zum Addieren eines Anwendersignals mit dem Ausgang des Phasenverschiebungsschritts zum Erzeugen eines Signals mit überlagertem Pseudorauschen; einen Signalkonversionsschritt zum Mischen des Signals mit überlagertem Pseudorauschen mit einem lo-

kalen Signal einer vorbestimmten lokalen Frequenz zum Erzeugen eines konvertierten Signals; einen Quadratur-Signalkonversionsschritt zum Mischen eines lokalen Quadratursignals mit dem Signal mit überlagertem Pseudorauschen zum Erzeugen eines Quadratur-konvertierten Signals, wobei das lokale Quadratursignal erhalten wird durch das Verschieben der Phase des lokalen Signals um 90 Grad; einen Multiplikationsschritt zum Multiplizieren des Pseudorauschens mit dem konvertierten Signal, um ein korreliertes Signal zu erzeugen; einen Quadratur-Multiplikationsschritt zum Multiplizieren des Pseudorauschens mit dem Quadratur-konvertierten Signal zum Erzeugen eines Quadratur-korrelierten Signals; einen Integrationsschritt zum Integrieren des korrelierten Signals zum Erzeugen eines Ausgangs; und einen Quadratur-Integrationsschritt zum Integrieren des Quadratur-korrelierten Signals zum Erzeugen eines Ausgangs.

Die vorliegende Erfindung, so wie sie in Anspruch 33 beschrieben ist, ist ein Quadratur-Demodulationsverfahren nach Anspruch 32, das ferner die folgenden Schritte aufweist: Bereitstellen einer I-Achse und einer Q-Achse, wobei die Achsen im Quadrat zueinander stehen; Zuordnen eines Ausgangs des Integrationsschritts zur I-Achse oder Q-Achse und Zuordnen eines Ausgangs des Quadratur-Integrationsschritts jeweils der anderen I-Achse und Q-Achse; Darstellen einer Ellipse, die sich entlang der durch die I- und Q-Achsen definierten Koordinaten erstreckt; und Erhalten eines Gleichstrom-Offsetfehlers, eines Phasenfehlers und eines Amplitudenfehlers aus der Ellipse.

Die vorliegende Erfindung, so wie sie in Anspruch 34 beschrieben ist, ist ein computerlesbares Medium zur Verkörperung eines Programms mit Anweisungen zur Durchführung eines Quadratur-Demodulationsverfahrens durch einen Computer, aufweisend: einen Additionsschritt zum Addieren eines Anwendersignals und eines Pseudorauschens zum Erzeugen eines mit einem Pseudorauschen überlagerten Signals; einen Signalkonversionsschritt zum Mischen des mit einem Pseudorauschen überlagerten Signals mit einem lokalen Signal einer vorbestimmten Frequenz zum Erzeugen eines konvertierten Signals; ein erster Multiplikationsschritt zum Multiplizieren des konvertierten Signals mit dem Pseudorauschen zum Erzeugen eines korrelierten Signals; und ein erster Integrationsschritt zum Integrieren des korrelierten Signals zum Erzeugen eines Ausgangs.

Die vorliegende Erfindung, so wie sie in Anspruch 35 beschrieben ist, ist ein computerlesbares Medium nach Anspruch 34, wobei das Quadratur-Demodulationsverfahren ferner umfaßt: einen Referenzsignal-Konversionsschritt zum Mischen des Signals mit überlagertem Pseudorauschen mit dem lokalen Signal einer vorbestimmten lokalen Frequenz ohne Amplituden- und Phasenfehler zum Erzeugen eines referenzkonvertierten Signals; ein zweiter Multiplikationsschritt zum Multiplizieren des Pseudorauschens mit dem referenzkonvertierten Signal zum Erzeugen eines referenzkorrelierten Signals; ein zweiter Integrationsschritt zum Integrieren des referenzkorrelierten Signals zum Erzeugen eines Ausgangs; einen Amplituden-Fehlerkorrekturschritt zum Korrigieren eines Amplitudenfehlers des Signalkonversionsschritts; und einen Durchschnitts-Berechnungsschritt zum Erhalten eines Durchschnitts des konvertierten Signals aus dem Signalkonversionsschritt.

Die vorliegende Erfindung, so wie sie in Anspruch 36 beschrieben ist, ist ein computerlesbares Medium zur Verkörperung eines Programms mit Anweisungen zur Durchführung eines Quadratur-Demodulationsverfahrens durch einen Computer, aufweisend: einen Phasenverschiebungsschritt zum Verändern der Phase eines Pseudorauschens zum Erzeugen eines Ausgangs; einen Additionsschritt zum Addieren eines Anwendersignals und des Ausgangs des Phasen-

verschiebungsschritts zum Erzeugen eines Signals mit überlagertem Pseudorauschen; einen Signalkonversionsschritt zum Mischen des Signals mit überlagertem Pseudorauschen mit einem lokalen Signal einer vorbestimmten lokalen Frequenz zum Erzeugen eines konvertierten Signals; einen Quadratursignal-Konversionsschritt zum Mischen eines lokalen Quadratursignals mit dem Signal mit überlagertem Pseudorauschen zum Erzeugen eines Quadratur-konvertierten Signals, wobei das lokale Quadratursignal erhalten wird durch das Verschieben der Phase des lokalen Signals um 90 Grad; einen Multiplikationsschritt zum Multiplizieren des Pseudorauschens mit dem konvertierten Signal zum Erzeugen eines korrelierten Signals; einen Quadratur-Multiplikationsschritt zum Multiplizieren des Pseudorauschens mit dem Quadratur-konvertierten Signal zum Erzeugen eines Quadratur-korrelierten Signals; einen Integrationsschritt zum Integrieren des korrelierten Signals zum Erzeugen eines Ausgangs; und einen Quadraturintegrationsschritt zum Integrieren des Quadratur-korrelierten Signals zum Erzeugen eines Ausgangs.

Die vorliegende Erfindung, so wie sie in Anspruch 37 beschrieben ist, ist ein computerlesbares Medium nach Anspruch 36, wobei das Quadratur-Demodulationsverfahren ferner die folgenden Schritte aufweist: Bereitstellen einer I-Achse und einer Q-Achse, wobei die Achsen senkrecht zueinander stehen; Zuordnen eines Ausgangs des Integrationsschritts entweder der I-Achse oder der Q-Achse und Zuordnen des Ausgangs des Quadratur-Integrationsschritts der anderen Achse; Darstellen einer Ellipse, die sich durch die Koordinaten, die durch die I- und die Q-Achse definiert werden, erstreckt; und Erhalten eines Gleichstrom-Offsetfehlers, eines Phasenfehlers und eines Amplitudenfehlers aus der Ellipse.

Gemäß der vorliegenden Erfindung, so wie sie in Anspruch 38 beschrieben ist, umfaßt ein Computerprogramm Anweisungen zur Durchführung eines Quadratur-Demodulationsverfahrens durch einen Computer, einen Phasenverschiebungsschritt zum Verändern der Phase eines Pseudorauschens zum Erzeugen eines Ausgangs; einen Additionsschritt zum Addieren eines Anwendersignals und des Ausgangs des Phasenverschiebungsschritts zum Erzeugen eines Signals mit überlagertem Pseudorauschen; einen Signalkonversionsschritt zum Mischen des Signals mit überlagertem Pseudorauschen mit einem lokalen Signal einer vorbestimmten lokalen Frequenz zum Erzeugen eines konvertierten Signals; einen Quadratursignalkonversionsschritt zum Mischen eines lokalen Quadratursignals mit dem Signal mit überlagertem Pseudorauschen zum Erzeugen eines Quadratur-konvertierten Signals, wobei das lokale Quadratursignal erhalten wird durch die Verschiebung der Phase von dem lokalen Signal um 90 Grad; einen Multiplikationsschritt zum Multiplizieren des Pseudorauschens mit dem konvertierten Signal zum Erzeugen eines korrelierten Signals; einen Quadratur-Multiplikationsschritt zum Multiplizieren des Pseudorauschens mit dem Quadratur-konvertierten Signal zum Erzeugen eines Quadratur-korrelierten Signals; einen Integrationsschritt zum Integrieren des korrelierten Signals zum Erzeugen eines Ausgangs; und einen Quadratur-Integrationsschritt zum Integrieren des Quadratur-korrelierten Signals zum Erzeugen eines Ausgangs.

Die vorliegende Erfindung, so wie sie in Anspruch 39 beschrieben ist, ist ein computerlesbares Medium nach Anspruch 38, wobei das Quadratur-Demodulationsverfahren ferner die folgenden Schritte aufweist: Bereitstellen einer I-Achse und einer Q-Achse, wobei die Achsen senkrecht zueinander stehen; Zuordnen eines Ausgangs des Integrationsschritts zur I-Achse oder zur Q-Achse und Zuordnen des Ausgangs des Quadratur-Integrationsschritts zur anderen

Achse; Darstellen einer Ellipse, die sich durch die Koordinaten, die durch die I-Achse und die Q-Achse definiert werden, erstreckt; und Erhalten eines Gleichstrom-Offsetfehlers, eines Phasenfehlers und eines Amplitudenfehlers aus der Ellipse.

KURZE BESCHREIBUNG DER ZEICHNUNGEN

Fig. 1 ist ein Blockdiagramm, das die Konstruktion eines Quadratur-Demodulators gemäß einem ersten Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung zeigt;

Fig. 2 ist ein Blockdiagramm, das die innere Konstruktion eines I-Signalkonversionsabschnitts 100 zeigt;

Fig. 3 ist ein Diagramm, das die Konstruktion inklusive eines Auswahl Schalters 76 zeigt;

Fig. 4 ist ein Flußdiagramm, das den Betrieb des ersten Ausführungsbeispiels zeigt;

Fig. 5 ist eine Liste von Gleichungen zur Erläuterung des Betriebs des ersten Ausführungsbeispiels;

Fig. 6 ist ein konzeptionelles Diagramm, das einen Beispielbetrieb eines Phasen-Fehlerkorrekturabschnitts 86 zeigt;

Fig. 7 ist ein Blockdiagramm, das die Konstruktion eines Quadratur-Demodulators entsprechend eines zweiten Ausführungsbeispiels der vorliegenden Erfindung zeigt;

Fig. 8 ist ein Blockdiagramm, das die interne Konstruktion eines I-Signalkonversionsabschnitts 100 zeigt;

Fig. 9 ist ein Blockdiagramm, das die interne Konstruktion eines ADC-Abschnitts 80 zeigt;

Fig. 10 ist ein Flußdiagramm, das den Betrieb des zweiten Ausführungsbeispiels zeigt;

Fig. 11 ist ein Diagramm, das das Prinzip des Detektierens eines Phasenfehlers und zum Spezifizieren einer In-Phase-Position von einem Plot gemessener Daten erläutert;

Fig. 12 ist ein Diagramm zur Erläuterung der Detektion eines schwachen PN-Signals und seiner Synchronisationsbeziehung;

Fig. 13 ist ein Blockdiagramm, das die Konstruktion eines Quadratur-Demodulators entsprechend einem dritten Ausführungsbeispiel zeigt;

Fig. 14 ist ein Diagramm, das die Konstruktion inklusive eines Auswahl Schalters 76 zeigt;

Fig. 15 ist ein Diagramm, das den Betrieb des dritten Ausführungsbeispiels zeigt;

Fig. 16 ist ein Blockdiagramm, das die Konstruktion eines Quadratur-Demodulators gemäß einem vierten Ausführungsbeispiel zeigt;

Fig. 17 ist ein Blockdiagramm, das die interne Konstruktion eines ADC-Abschnitts 80 zeigt;

Fig. 18 ist ein Blockdiagramm, das die Konstruktion eines Quadratur-Demodulators gemäß einem fünften Ausführungsbeispiel zeigt;

Fig. 19 ist ein Diagramm, das die Konstruktion inklusive eines Auswahl Schalters 76 zeigt;

Fig. 20 ist eine Liste von Gleichungen zur Erläuterung des Betriebs des fünften Ausführungsbeispiels;

Fig. 21 ist ein Diagramm, das den Betrieb des fünften Ausführungsbeispiels zeigt;

Fig. 22 ist ein Blockdiagramm, das die Konstruktion eines Quadratur-Demodulators gemäß einem sechsten Ausführungsbeispiel zeigt;

Fig. 23 ist ein Blockdiagramm, das die Konstruktion eines Quadratur-Demodulators gemäß einem siebten Ausführungsbeispiel zeigt;

Fig. 24 ist ein Diagramm, das die Konstruktion inklusive eines Auswahl Schalters 76 zeigt;

Fig. 25 ist ein Blockdiagramm, das die Konstruktion eines Quadratur-Demodulators gemäß einem achten Ausführungsbeispiel zeigt;

rungsbeispiel zeigt; und

Fig. 26 ist ein Diagramm, das ein spezifisches Beispiel eines konventionellen Quadratur-Demodulators 1 zeigt.

5 DETAILLIERTE BESCHREIBUNG DER ERFINDUNG

Im folgenden werden Ausführungsbeispiele der vorliegenden Erfindung beschrieben mit Bezug auf die Figuren.

Erstes Ausführungsbeispiel

Fig. 1 ist ein Blockdiagramm, das den Aufbau eines Quadratur-Demodulators gemäß eines ersten Ausführungsbeispiels der vorliegenden Erfindung zeigt. Der Quadratur-Demodulator gemäß des ersten Ausführungsbeispiels umfaßt einen Addierer 32, einen Pseudoräuschenmischer/-multiplizierer 46, einen I-Signalkonversionsabschnitt 100, einen Q-Signalkonversionsabschnitt 200, einen Referenzsignal-Konversionsabschnitt 300, einen nachfolgenden Schaltkreis 90, einen ersten Multiplizierer 72, einen zweiten Multiplizierer 71, einen Quadraturmultiplizierer 74, einen ersten Integrator 82, einen zweiten Integrator 81, einen Quadraturintegrator 84, einen Phasenfehler-Korrekturabschnitt 86, einen Amplitudenfehler-Meßabschnitt 87, einen Durchschnitts-Berechnungsabschnitt 88, einen Referenzoszillator 40, und Phasenverschieber 101, 201, 301 und 401. Der Referenzoszillator 40 erzeugt ein lokales Signal einer vorbestimmten lokalen Frequenz. Die Phasenverschieber 101, 201, 301 und 401 verändern jeweils die Phase des lokalen Signals des Referenzoszillators 40. Es ist zu bemerken, daß die Größe der Phasenverschiebung durch die Phasenverschieber 101, 201, 301 und 401 variabel ist. Ferner erzeugt der Phasenverschieber 101 einen Ausgang, der um 90 Grad phasenverschoben ist in bezug auf den Phasenverschieber 201. Dies dient dazu, damit die Phase des Signals, das den I-Signalkonversionsabschnitt 100 verläßt, senkrecht ist zur Phase des Signals, das den Q-Signalkonversionsabschnitt 200 verläßt. Ein lokales Signal L1, das von dem Phasenverschieber 101 erzeugt wird, wird an den I-Signalkonversionsabschnitt 100 geliefert. Ein lokales Signal L2, das durch den Phasenverschieber 201 erzeugt wird, wird an den Q-Signalkonversionsabschnitt 200 geliefert. Ein lokales Signal L3, das durch den Phasenverschieber 301 erzeugt wird, wird an den Referenz-Signalkonversionsabschnitt 300 geliefert. Ein lokales Signal L4, das durch den Phasenverschieber 401 erzeugt wird, wird an den Mischer/Multiplizierer 46 für das Pseudoräuschen geliefert.

Der Mischer/Multiplizierer 46 für das Pseudoräuschen mischt ein Pseudoräuschen PN mit dem lokalen Signal L4 durch Multiplikation. Das Pseudoräuschen PN ist beispielsweise ein M-Sequenz-Pseudozufallsmuster und erzeugt ein Zufallsmuster eines langen Zyklus, bei dem die Wahrscheinlichkeit zur Erzeugung einer binären Sequenz fast 50% ist. Das heißt, bei einem Zyklus von $n = 2^m - 1$, werden 2^{m-1} High-Level-Signale und $2^{m-1} - 1$ Low-Level-Signale erzeugt. Das Pseudoräuschen PN, das hier verwendet wird, kann jedoch irgendein Rauschen sein, das unter der Annahme, daß das Pseudoräuschen $P(t)$ wird, eine Konstante ungleich 0 wird, wenn $P(t)^2$ über ein ausreichend großes Intervall integriert wird, und 0 wird, wenn $P(t)$ in einem ausreichend großen Intervall integriert wird. Somit ist das Pseudoräuschen PN nicht notwendigerweise auf ein M-Sequenz-Pseudozufallsmuster beschränkt.

Der Addierer 32 addiert ein Anwendersignal und ein Ausgangssignal des Mixers/Multiplizierers 46 für das Pseudoräuschen und erzeugt ein Signal mit überlagertem Pseudoräuschen. Das Anwendersignal, das hier verwendet wird, bezieht sich auf ein Zwischenfrequenzsignal (intermediate

frequency, IF), das erhalten wird durch die Konversion eines empfangenen Signals, das von dem Quadratur-Demodulator aufgenommen wird, in ein Signal, das zu einem Zwischenfrequenzband gehört, durch einen Frequenzkonversionsabschnitt (nicht gezeigt). Es ist jedoch nicht beabsichtigt, daß das Anwendersignal auf ein IF-Signal begrenzt ist. Kurz gesagt, kann irgendein Signal mit einer bestimmten Frequenz ein Anwendersignal sein. Zu beachten ist, daß das Pseudorauschen bevorzugt ein Signal ist, das so schwach ist wie ein Untergrundrauschen, verglichen mit dem Anwendersignal, so daß das Pseudorauschen nicht den nachfolgenden Schaltkreis 90 stört, wenn der Schaltkreis 90 das Anwendersignal verarbeitet.

Der I-Signalkonversionsabschnitt (Signalkonversionsabschnitt) 100 mischt das Signal mit dem überlagerten Pseudorauschen mit dem lokalen Signal L1 und erzeugt ein konvertiertes Signal. Der interne Aufbau des I-Signal-Konversionsabschnitts 100 ist in Fig. 2 gezeigt. Der Abschnitt 100 hat einen variablen Dämpfer 53, einen Quadraturmischer 54, einen Tiefpaßfilter 55 und einen Offset-Addierer 56. Die Amplitude des Signals mit dem überlagerten Pseudorauschen wird angepaßt durch den variablen Dämpfer 53. Daraufhin wird das Amplituden-angepaßte Signal mit dem lokalen Signal L1 durch den Quadraturmischer 54 gemischt und der hochfrequente Anteil des gemischten Signals wird durch den Tiefpaßfilter 55 abgeschnitten und gleichzeitig integriert. Schließlich wird der Gleichstrom-Offset des resultierenden Signals angepaßt durch das Addieren eines Gleichstrom-Offset-Kontrolleingangs 56c, um als ein konvertiertes Signal $i(t)$ erzeugt zu werden.

Es ist festzustellen, daß ein Amplitudensteuereingang 53c von dem Amplitudenfehler-Meßabschnitt 87 an den variablen Dämpfer 53 geliefert wird, um das Maß der Dämpfung des variablen Dämpfers 53 zu steuern und dadurch einen Amplitudenfehler zu entfernen. Der Gleichstrom-Offset-Steuereingang 56c wird von dem Durchschnitts-Berechnungsabschnitt 88 an einen Offset-Addierer 56 geliefert, um das Maß der Addition des Offset-Addierers 56 zu steuern und dadurch einen Gleichstrom-Offset-Fehler zu entfernen. Es ist ferner zu bemerken, daß ein Phasenfehler durch den Phasenverschieber 101 entfernt wird, der die Phase des lokalen Signals L1 bestimmt. Der Phasenverschieber 101 paßt das Maß der Phasenverschiebung an, um den Phasenfehler zu entfernen. Der erste Multiplizierer 72 korreliert das konvertierte Signal $i(t)$ mit dem Pseudorauschen $P(t)$ durch Multiplikation, um ein korreliertes Signal $i(t) \cdot P(t)$ zu erzeugen. Der erste Integrator 82 integriert das korrelierte Signal, um ein Ausgangssignal zu erzeugen.

Der Q-Signalkonversionsabschnitt (Quadratur-Signalkonversionsabschnitt) 200 hat einen ähnlichen Aufbau wie der I-Signalkonversionsabschnitt 100, jedoch mischt der Abschnitt 200 das lokale Signal L2 mit dem Signal mit überlagertem Pseudorauschen, um ein Quadratur-konvertiertes Signal zu erzeugen. Der Quadratur-Multiplizierer 74 korreliert das Quadratur-konvertierte Signal von dem Q-Signalkonversionsabschnitt 200 mit dem Pseudorauschen $P(t)$ durch Multiplikation, um ein Quadratur-korreliertes Signal zu erzeugen.

Der Quadratur-Integrator 84 integriert das Quadratur-korrelierte Signal, um einen Ausgang zu schaffen.

Der Referenzsignal-Konversionsabschnitt 300 hat einen ähnlichen Aufbau wie der des I-Signalkonversionsabschnitt 100, jedoch mischt der Abschnitt 300 das lokale Signal L3 mit dem Signal mit überlagertem Pseudorauschen zum Erzeugen eines referenzkonvertierten Signals. Zusätzlich ist der Abschnitt 300 nicht direkt mit an der Aufnahme beteiligt und seine Amplituden- und Phasenfehler sind im voraus beseitigt worden.

Ferner wird der Amplitudenkontrolleingang 53c und der Gleichstrom-Offset-Kontrolleingang 56c, die an den Referenzsignal-Konversionsabschnitt 300 geliefert werden, durch den Anwender angepaßt und somit hat der Amplitudenfehler-Meßabschnitt 87 und der Durchschnitts-Berechnungsabschnitt 88 nichts mit dem Abschnitt 300 zu tun.

Der zweite Multiplizierer 71 korreliert das referenzkonvertierte Signal vom Referenzsignal-Konversionsabschnitt 200 mit dem Pseudorauschen $P(t)$ durch Multiplikation zum Erzeugen eines referenzkorrelierten Signals. Der zweite Integrator 81 integriert das referenzkorrelierte Signal, um ein Ausgangssignal zu erzeugen.

Der Phasenfehler-Korrekturabschnitt 86 paßt das Maß der Phasenverschiebung durch die Phasenverschieber 101 und 102 an auf der Basis der Ausgänge des ersten Integrators 82 und des Quadraturintegrators 84, um die Phasenfehler der I- und Q-Signal-Konversionsabschnitte 100 bzw. 200 zu korrigieren. Der Amplitudenfehler-Meßabschnitt 87 mißt die Amplitudenfehler der I- und Q-Signal-Konversionsabschnitte 100 und 200 auf der Basis der Ausgänge des ersten Integrators 82 und des Quadraturintegrators 84 und des Ausganges des zweiten Integrators 81. Ferner kann der Amplitudenfehler-Meßabschnitt 87 so ausgelegt sein, daß der Abschnitt 87 den Amplitudensteuereingang 53c an die I- und Q-Signal-Konversionsabschnitte 100 und 200 liefert, um ihre Amplitudenfehler zu korrigieren. Der Durchschnitts-Berechnungsabschnitt 88 erhält einen Durchschnitt der Ausgänge der I- und Q-Signal-Konversionsabschnitte 100 und 200 mit entfernten Amplituden- und Phasenfehlern, um ihre Gleichstrom-Offsets zu berechnen. Der nachfolgende Schaltkreis 90 führt eine gewünschte Operation in Antwort auf das konvertierte Signal und das Quadratur-konvertierte Signal durch.

Es ist zu bemerken, daß der Quadratur-Multiplizierer 74 in den ersten Multiplizierer 72 mitaufgenommen werden kann und daß der Quadratur-Integrator 84 in den ersten Integrator 82 mitaufgenommen werden kann. Der somit modifizierte Aufbau ist in Fig. 3 gezeigt. Das heißt, ein Auswahl-schalter 76 ist vorgesehen, um eine Verbindung eines Anschlusses 76c auf der Seite des ersten Multiplizierers 72 zwischen einem Anschluß 76a auf der Seite des I-Signalkonversionsabschnitts 100 und eines Anschlusses 76b auf der Seite des Q-Signal-Konversionsabschnitts 200 zu schalten.

Als nächstes wird der Betrieb des ersten Ausführungsbeispiels der vorliegenden Erfindung beschrieben. Fig. 4 ist ein Flußdiagramm, das den Betrieb des ersten Ausführungsbeispiels zeigt.

Als erstes wird der Referenzsignal-Konversionsabschnitt 300 kalibriert (S10). Zur Kalibrierung wird ein konventionelles Verfahren verwendet. Da der Referenzsignal-Konversionsabschnitt 300 kein Signal empfängt, kann er mit einem konventionellen Verfahren kalibriert werden, ohne den Empfangsbetrieb, der vom Quadratur-Demodulator durchgeführt wird, zu stoppen. Das heißt, ein Signal mit einer vorbestimmten Frequenz wird in einen Referenzsignal-Konversionsabschnitt 300 eingegeben. Daraufhin wird der Amplituden-Kontrolleingang 53c für den Referenzsignal-Konversionsabschnitt 300 angepaßt, um einen Amplitudenfehler zu entfernen.

Ferner paßt der Phasenverschieber 301 das Maß der Phasenverschiebung an, um einen Phasenfehler zu entfernen. Es ist zu bemerken, daß der Gleichstrom-Offset-Kontrolleingang 56c ebenfalls angepaßt werden kann, um einen Gleichstrom-Offset-Fehler zu entfernen.

Als nächstes wird der Phasenfehler des I-Signal-Konversionsabschnitts 100 kalibriert (S12). Es sei angenommen, daß das Anwendersignal (IF-Signal) $I(t)$ $Q(t)$ ist, ψ die Pha-

sendifferenz zwischen dem Anwendersignal und dem Pseudorauschen, wobei $P(t)$ das Pseudorauschen ist, "a" das Maß der Dämpfung für das Pseudorauschen, "m" der Amplitudenfehler, θ der Phasenfehler und "d" der Gleichstrom-Offsetfehler. Daraufhin kann das konvertierte Signal $i(t)$ des I-Signal-Konversionsabschnitts 100 in Form von Gleichung (1) aus Fig. 5 ausgedrückt werden. Das konvertierte Signal $i(t)$ wird, wenn es mit dem Pseudorauschen $P(t)$ durch den Multiplizierer 72 multipliziert wird, zum korrelierten Signal $i(t) \cdot P(t)$, das in Gleichung (2) aus Fig. 5 dargestellt ist. Das korrelierte Signal $i(t) \cdot P(t)$ wird bei einer Integration durch den ersten Integrator 82 ein integriertes Signal, das mit Gleichung (3) aus Fig. 5 dargestellt wird. Das heißt, der Term mit $P(t)^2$ wird mit einer Prozeßverstärkung von g multipliziert, während der Term mit $P(t)$ vernachlässigbar wird.

Wie sich aus Gleichung (3) aus Fig. 5 ergibt, nimmt der Ausgang des ersten Integrators 22 einen Maximalwert mag an, wenn $\theta = 0$, d. h. bei einem Phasenfehler von 0. Der Phasenfehler-Korrekturabschnitt 86 mißt jeden Ausgang des ersten Integrators 82 und paßt daraufhin das Maß der Phasenverschiebung durch den Phasenverschieber 101 an, so daß der Ausgang des ersten Integrators 82 maximiert wird. Solch eine Phasenfehlerkorrektur kann beispielsweise durchgeführt werden wie in Fig. 6 durch das Verändern des Maßes der Phasenverschiebung (die als " $\Delta\theta$ " bezeichnet wird) in einem Bereich von 0 bis 2π Radian, das Speichern eines Wertes (bezeichnet als $\Delta\theta_1$) des Maßes der Phasenverschiebung, die erhalten worden ist, wenn der Ausgang des ersten Integrators 82 maximal ist und das Setzen von $\Delta\theta = \Delta\theta_1$.

Es ist zu bemerken, daß, wenn beispielsweise der Phasenverschieber unmittelbar nach dem I-Signal-Konversionsabschnitt 100 eingefügt wird, $\sin P(t) \cos(\theta + 45^\circ)$ das Ergebnis der Integration durch den ersten Integrator 82 sein kann und in solch einem Fall sollte $\Delta\theta$ angepaßt werden an einen Wert, der durch eine Division des Maximalwertes durch $\sqrt{2}$ erhalten wird.

Es ist zu bemerken, daß der Phasenfehler des Q-Signal-Konversionsabschnitts 200 in ähnlicher Weise kalibriert werden kann.

Ferner wird das konvertierte Signal vom I-Signal-Konversionsabschnitt 100 und das Quadrat-konvertierte Signal vom Q-Signal-Konversionsabschnitt 200 in den nachfolgenden Schaltkreis 90 eingegeben. Der nachfolgende Schaltkreis 90 verarbeitet das konvertierte Signal und das Quadrat-konvertierte Signal in gewünschter Weise. Das konvertierte Signal und das Quadrat-konvertierte Signal enthalten Pseudorauschen. Das Pseudorauschen, das lediglich ein Signal ist so schwach wie ein Untergrundrauschen im Vergleich zu dem Anwendersignal beeinflusst jedoch nicht den nachfolgenden Schaltkreis 90 bei seiner Verarbeitung.

Daher wird der Phasenfehler des I-Signal-Konversionsabschnitts 100 kalibriert, während der nachfolgende Schaltkreis 90 seinen Empfangsbetrieb durchführt.

Als nächstes wird der Amplitudenfehler des I-Signal-Konversionsabschnitts 100 kalibriert (S14). Es wird angenommen, daß das Anwendersignal (IF-Signal) $I(t)$, $Q(t)$ ist und ψ die Phasendifferenz zwischen dem Anwendersignal und dem Pseudorauschen und $P(t)$ das Pseudorauschen ist. Dann wird das referenzkonvertierte Signal des Referenzsignal-Konversionsabschnitts 300 ausgedrückt durch Gleichung (3) aus Fig. 5. Das referenzkonvertierte Signal wird das referenzkorrelierte Signal, wenn es mit dem Pseudorauschen $P(t)$ durch den zweiten Multiplizierer 71 multipliziert wird und das referenzkorrelierte Signal wird, wenn es durch den zweiten Integrator 81 integriert wird, ein integriertes Signal, das durch Gleichung (5) aus Fig. 5 ausgedrückt wird.

Das heißt, wenn $m = 0$ und $\theta = 0$ in Gleichung (3) aus Fig. 5 ist, wird ag erhalten. Hier erhält der Amplitudenfehler-Meßabschnitt 87 einen Amplitudenfehler m , wie durch Gleichung (6) aus Fig. 5 angezeigt durch Division des Ausgangs mag des ersten Integrators 82, dessen Phasenfehler des I-Signal-Konversionsabschnitts 100 entfernt worden ist, durch den Ausgang ag des zweiten Integrators 81.

Der Amplitudenfehler-Meßabschnitt 87 paßt ferner den Amplitudensteuereingang 53c für den I-Signal-Konversionsabschnitt 100 an zum Kalibrieren eines Amplitudenfehlers. Wenn beispielsweise ein Amplitudenfehler von $m = 2$ erhalten wird, d. h. wenn die Amplitude verdoppelt ist, paßt der Abschnitt 87 den Amplitudenkontroleingang 53c in solch einer Weise an, daß der variable Dämpfer 53 die Amplitude halbiert, um $m = 1$ zu erhalten (kein Amplitudenfehler).

Es ist zu bemerken, daß der Amplitudenfehler des Q-Signal-Konversionsabschnitts 200 in ähnlicher Weise kalibriert werden kann.

Schließlich wird der Gleichstrom-Offsetfehler des I-Signal-Konversionsabschnitts 100 kalibriert (S16). Da $m = 1$ und $\theta = 0$ gilt, wenn die Amplituden- und Phasenfehler bereits entfernt worden sind, wird der Ausgang des I-Signal-Konversionsabschnitts 100 durch Gleichung (7) aus Fig. 5 dargestellt, die erhalten wird durch das Ersetzen von $m = 1$ und $\theta = 0$ für Gleichung (1) aus Fig. 5. Indem hier ein Durchschnitt der Ergebnisse von Gleichung (7) aus Fig. 5 erhalten wird, werden die Kosinus- und Sinusterme und der $P(t)$ -Term 0. Daher bleibt nur d übrig. Angesichts dieser Tatsache berechnet der Durchschnitts-Berechnungsabschnitt 88 den Gleichstrom-Offset des I-Signal-Konversionsabschnitts 100, indem ein Durchschnitt der Ausgänge des Abschnitts 100 ermittelt wird, bei dem Amplituden- und Phasenfehler entfernt worden sind. Dann wird der Gleichstrom-Offsetfehler des I-Signal-Konversionsabschnitts 100 korrigiert, indem als Gleichstrom-Offset-Steuereingang 56c ein Signal eingegeben wird mit einer gleichen Größe und einem umgekehrten Vorzeichen zu dem erhaltenen Gleichstrom-Offset.

Es ist zu bemerken, daß der Gleichstrom-Offsetfehler des Q-Signal-Konversionsabschnitts 200 in ähnlicher Weise kalibriert werden kann.

Gemäß des ersten Ausführungsbeispiels der vorliegenden Erfindung ist ein Pseudorauschen enthalten in dem konvertierten Signal von dem I-Signal-Konversionsabschnitt 100 und dem Quadrat-konvertierten Signal von dem Q-Signal-Konversionsabschnitt 200. Das Pseudorauschen, das jedoch nur ein Signal ist so schwach wie das Hintergrundrauschen, verglichen mit dem Anwendersignal, beeinträchtigt jedoch nicht die Verarbeitung, die durch den nachfolgenden Schaltkreis 90 durchgeführt wird. Zusätzlich kann dieses Pseudorauschen dazu verwendet werden, die I- und Q-Signal-Konversionsabschnitte 100 und 200 zu kalibrieren.

Das heißt, während die Phasen-, die Amplituden- und die Gleichstrom-Offsetfehler der I- und Q-Signal-Konversionsabschnitte 100 und 200 kalibriert werden, kann der nachfolgende Schaltkreis 90 das konvertierte Signal und das Quadrat-konvertierte Signal in einer gewünschten Weise verarbeiten.

Zweites Ausführungsbeispiel

Ein zweites Ausführungsbeispiel wird erhalten, indem der Aufbau des ersten Ausführungsbeispiels weiter erläutert wird. Fig. 7 ist ein Blockdiagramm, das den Aufbau des zweiten Ausführungsbeispiels zeigt. Der Hauptaufbau eines Quadratur-Demodulators der vorliegenden Erfindung umfaßt, wie in Fig. 7 gezeigt, einen Frequenzkonversionsabschnitt 10, einen I-seitigen Quadraturkonversionsabschnitt

100, einen Q-seitigen Quadraturkonversionsabschnitt 200, einen nachfolgenden Schaltkreis 90, einen Referenzoszillator 40, 90 Grad-Phasenverschieber 41 und 42, Auswahl-schalter 44, 36, 38 und 63, einen Mischer 46, einen Referenzquadratur-Konversionsabschnitt 300, einen Dämpfer 34, einen Verbinder 32, variable Phasenverschieber 101, 201, 301 und 64, einen M-Sequenzerzeugungsabschnitt 62, einen Detektor-Kalibrierabschnitt 66, Multiplizierer 71 und 72, Integrationsabschnitte 81 und 82, einen ADC-Abschnitt 80 und einen Kontrollabschnitt 500.

Der Frequenzkonversionsabschnitt 10 ist ein gewöhnlicher Frequenzkonverter. In Antwort auf ein empfangenes Signal, das von einem externen Gerät aufgenommen worden ist, verursacht der Abschnitt 10, daß sein eingebauter lokaler Oszillator die Frequenz des empfangenen Signals konvertiert zum Erzeugen eines Zwischenfrequenzsignals IF einer vorbestimmten Frequenz. Es ist zu bemerken, daß Zwischenfrequenzsignale IF, die vergleichsweise hohe Zwischenfrequenzen haben, beispielsweise 100 MHz oder höher, verwendet werden unter der Annahme, daß eine Basisbandbreite von beispielsweise 10 MHz oder mehr benötigt ist.

Der Referenzoszillator 40 wird dazu verwendet, eine der folgenden Funktionen durchzuführen. Als erstes erzeugt der Oszillator 40 ein lokales Frequenzsignal LF1, das mit dem Zwischenfrequenzsignal IF des Frequenzkonversionsabschnitts 10 synchronisiert ist, wobei das Signal LF1 dieselbe Frequenz wie das Signal IF hat. Zweitens liefert der Oszillator 40 sein eigenes Frequenzsignal an das externe Gerät als ein Referenzsignal, um die Synchronisation aufrechtzuerhalten. Drittens kann der Oszillator 40 ein lokales Frequenzsignal LF1 erzeugen, das mit dem Zwischenfrequenzsignal IF nicht synchronisiert ist, wenn der nachfolgende Schaltkreis 90 die Funktion des Korrigierens von I/Q-Trennungsabweichungen durch einen Trennprozeß hat. Hier wird angenommen, daß der Referenzoszillator 40 an das externe Gerät ein lokales Frequenzsignal LF1 liefert, das mit dem Zwischenfrequenzsignal IF synchronisiert ist.

Der nachfolgende Schaltkreis 90 führt einen gewünschten Vorgang in Antwort auf Basisbandsignale durch, die ein I-Signal (In-Phasen-Komponente) und ein Q-Signal (Quadraturkomponente) sind, die von den Quadratursignalen von den Konversionsabschnitten 100 und 200 der I-Seite bzw. der Q-Seite erhalten worden sind. Oder es gibt einen Schaltkreis 90, der eine auf einem digitalen Prozeß basierende Trennungsfunktion enthält zum Korrigieren der I/Q-Trennungsabweichungen zum Erhalten von normal getrennten I- und Q-Signalen.

Der Referenzquadratur-Konversionsabschnitt 300 hat denselben inneren Aufbau wie die I- und Q-seitigen Quadratur-Konversionsabschnitte 100 und 200 und empfängt und detektiert synchron über den variablen Phasenverschieber 301 ein lokales Frequenzsignal LF2 und liefert ein detektiertes Signal 300s an einen Multiplizierer 71 über den Detektor-Kalibrierungsabschnitt 66.

Die I- und Q-seitigen Quadraturkonversionsabschnitte 100 und 200 haben denselben inneren Aufbau und detektieren synchron I- und Q-Signale, die zueinander 90 Grad phasenverschoben sind, um entsprechende Ausgänge zu erzeugen. Der I-seitige Quadraturkonversionsabschnitt 100 erzeugt ein I-Signal 100s, das durch eine Quadratur-synchrone Detektion erhalten wird und der Q-seitige Quadraturkonversionsabschnitt 200 erzeugt ein Q-Signal 200s, das durch eine Quadratur-synchrone Detektion erhalten wird.

Ein exemplarischer innerer Aufbau des I-seitigen Quadraturkonversionsabschnitts 100, der das I-Signal detektiert, welches eines der Quadratursignale ist, ist in Fig. 8 gezeigt. Der Abschnitt 100 umfaßt einen Hochfrequenzverstärker

51, eine variable Verzögerungseinheit 52, einen variablen Dämpfer 53, einen Quadraturmischer 54, einen Tiefpaßfilter 55, einen Offset-Addierer 56 und einen Pufferverstärker 57.

Der Hochfrequenzverstärker 51 empfängt das Zwischenfrequenzsignal IF vom Frequenzkonversionsabschnitt 10 zum Erzeugen eines verstärkten und in einer vorgeschriebenen Weise gepufferten IF-Signals. Die variable Verzögerungseinheit 52 ist ausgelegt, um das IF-Signal genau einzustimmen, so daß das IF-Signal die Eingangsterminals der beiden I- und Q-seitigen Quadraturmischer 54 mit dem gleichen Timing erreicht und liefert an die nächste Stufe ein IF-Signal 52s, das fein abgestimmt ist auf der Basis eines das Maß der Verzögerung steuernden Signals 52c vom Steuerabschnitt 500.

Der variable Dämpfer 53 ist ausgelegt, um das Niveau der Amplitude der I- und Q-Ausgangssignale 100s und 200s anzupassen. Der Dämpfer 53 erzeugt ein passend gedämpftes IF-Signal 53s, das auf der Basis eines das Maß der Dämpfung steuernden Signals 53c vom Steuerabschnitt 500 erhalten wird. Es ist zu bemerken, daß eine Amplitudenanpassungstechnik, die auf einem variablen Verstärker basiert, ebenfalls zur Verfügung steht als Alternative zur Dämpfungsteuerung.

Der Quadraturmischer 54, welcher ein Mischer (Multiplizierer) ist, der beispielsweise Blind-Dioden verwendet, empfängt an einem seiner Eingangsterminals das passende Timing- und Amplituden-angepaßte IF-Signal 53s vom variablen Dämpfer 53 und an dem anderen Eingangsterminal das lokale Frequenzsignal LF1, das dieselbe Frequenz hat wie die Trägerfrequenz des IF-Signals 53s und dieselbe Phase wie das Signal 53s hat und erzeugt ein I-Komponentensignal 54s, das durch das Frequenzkonvertieren des Signals 53s und LF1 erhalten wird und das synchrone Quadraturdetektieren der frequenzkonvertierten Signale. Es ist zu bemerken, daß das I-Komponentensignal 54s, das durch den Mischer 54 erzeugt werden soll, eine Gleichstrom-Offsetkomponente enthält, die von der Unausgewogenheit des Quadraturmischers, Temperaturänderungen und ähnlichem stammt und eine Gleichstrom-Offsetkomponente, die von einer Phasenabweichung zwischen der Trägerfrequenz des Zwischenfrequenzsignals IF und der Trägerfrequenz des lokalen Frequenzsignals LF1 stammt.

Der Tiefpaßfilter 54 ist ein tiefe Frequenzen durchlassender Filter, der Frequenzen entfernt, die gleich oder höher sind als die Trägerfrequenz und lediglich das I-Komponentensignal 54s des Quadraturmischers 54 durchläßt. Als Ergebnis erzeugt der Filter 55 ein überlagertes Signal 55s, in dem die I-Signalkomponenten zur Basisbandbreite gehören und die Gleichstrom-Offsetkomponenten überlagert sind.

Der Offset-Addierer 56 ist ausgelegt, um überflüssige Gleichstrom-Offsetkomponenten zu löschen und ist aufgebaut beispielsweise aus einem Analogaddierer, der über einen Widerstand eine variable Gleichstromspannung anlegt. Der Addierer 56 erzeugt ein I-Signal (konvertiertes Signal) 56s mit entferntem Offset, von dem die überlagerte Gleichstrom-Offsetkomponente und Gleichstromdrifts aufgrund von Temperaturveränderungen an dem Pufferverstärker 57 der nächsten Stufe entfernt worden sind auf der Basis eines Steuersignals 56c für das Maß des Offsets vom Steuerabschnitt 500.

Der Pufferverstärker 57 empfängt das I-Signal 56s mit entferntem Offset und erzeugt ein gepuffertes I-Signal 100s, das eine In-Phasen-Komponente ist. Es ist zu bemerken, daß der Pufferverstärker 57, falls gewünscht, von dem Aufbau gemäß dieses Ausführungsbeispiels entfernt werden kann.

Das obige gilt in ähnlicher Weise für den Q-seitigen Quadraturkonversionsabschnitt 200, der das Q-Signal detektiert, das das andere der Quadratursignale ist. Da jedoch, wie in

Fig. 7 gezeigt, ein 90 Grad-Phasenverschieber 42 zwischen dem Referenzoszillator 40 und dem Q-seitigen Quadraturkonversionsabschnitt 200 eingefügt wird, wird die synchrone Quadraturdetektion mit einer Trägerfrequenz durchgeführt, die erhalten wird durch das Verschieben der Phase des lokalen Frequenzsignals LF1 um 90 Grad. Im Ergebnis erzeugt der Q-seitige Quadraturkonversionsabschnitt 200 an seinem Ausgangsterminal ein Q-Signal 200s, welches die Quadraturkomponente ist.

Die variablen Phasenverschieber 101, 201 und 301 sind variable Verzögerungseinheiten, die wie gewünscht die Laufzeit der lokalen Frequenzsignale LF fein einstellen, welche Trägersignale der passierenden Basisbänder sind, in Antwort auf ein Steuersignal von dem Steuerabschnitt 500.

Der Auswahlschalter 44 liefert in Antwort auf ein Steuersignal von dem Steuerabschnitt 500 an den Mischer 46 und den variablen Phasenverschieber 301 ein lokales Frequenzsignal LF2, das entweder das lokale Frequenzsignal LF1 ist oder ein Signal, das durch eine genaue Phasenverschiebung um 90 Grad des lokalen Frequenzsignals LF1 mit dem 90 Grad-Phasenverschieber 41 erhalten worden ist.

Der M-Sequenz-Erzeugungsabschnitt 62 ist ein Mustererzeuger, der Pseudozufalls-Pulsfolgen mit langen Zyklen erzeugt, wie z. B. eine PRBS (Pseudo Random Binary Sequence). Der Abschnitt 62 liefert ein M-Sequenz-Pseudozufalls-Pulssignal 62s an den Mischer 46 und den variablen Phasenverschieber 64. Wenn aufgrund des Mangels an völliger Zufälligkeit die Zykluszeit der M-Sequenz bekannt ist, ist es wünschenswert, daß Messungen durchgeführt werden auf der Basis von ganzzahligen Vielfachen der Zykluszeit.

Der Mischer 46 moduliert das Pseudozufalls-Pulssignal 62s des Abschnitts 62 zur M-Sequenzzeugung in ein Zwischenfrequenz-Basisband, um einen Ausgang, der ein PN-Signal 46s ist, an den Auswahlschalter 36 und den Dämpfer 34 zu liefern.

In Antwort auf das PN-Signal 46s dämpft der Dämpfer 34 den Signalpegel zu einem so schwachen Pegel, daß das empfangene Signal in praktischer Hinsicht nicht beeinflusst wird, d. h. auf einen Rauschpegel (Untergrundrauschen) und liefert das gedämpfte Signal an den Addierer 32.

Der Addierer 32 erzeugt ein überlagertes IF-Signal 32s, das erhalten wird durch das Überlagern des schwachen Signals von dem Dämpfer 34 und dem Hauptbereich des Zwischenfrequenzsignals IF vom Frequenzkonversionsabschnitt 10. Durch diesen Vorgang kann das empfangene Signal, das von einem externen Gerät geliefert wird, obwohl mit einer Überlagerung versehen, normal Quadraturdetektiert werden und an den nachfolgenden Schaltkreis 90 geliefert werden. Das heißt, die Überlagerung beeinflusst nicht die Quadraturdetektion des empfangenen Signals.

In Antwort auf ein Steuersignal von dem Steuerabschnitt 500 wählt der Auswahlschalter 36 das überlagerte IF-Signal 32s oder PN-Signal 46s aus und liefert das ausgewählte Signal an den Referenz-Quadraturkonversionsabschnitt 300.

In Antwort auf ein Steuersignal von dem Steuerabschnitt 500 wählt daraufhin der Steuerschalter 38 das I-Signal (konvertierte Signal) 100s von dem I-seitigen Quadraturkonversionsabschnitt 100 oder das Q-Signal von dem Q-seitigen Quadraturkonversionsabschnitt 200 aus und liefert ein ausgewähltes IQ-Signal 38s an den anderen Multiplizierer 72 über den Detektorkalibrierabschnitt 66. Ein Pfad, über den das ausgewählte IQ-Signal 38s an den Multiplizierer 72 geliefert wird, wird im folgenden "IQ-Seite" genannt und ein Pfad, der sich vom Ausgangsterminal des Referenz-Quadraturkonversionsabschnitts 300 zum Multiplizierer 72 erstreckt, wird im folgenden "R-Seite" genannt.

Der Auswahlschalter 32 wählt in Antwort auf ein Steuersignal von dem Steuerabschnitt 500 das Pseudozufalls-Puls-

signal 62s vom M-Sequenz-Erzeugungsabschnitt 62 aus oder ein vorbestimmtes "Hi"-Pegelsignal und liefert das ausgewählte Signal an den variablen Phasenverschieber 64. Der variable Phasenverschieber 64 ist eine variable Verzögerungseinheit, die in Antwort auf ein Steuersignal von dem Steuerabschnitt 500 entweder das Pseudozufalls-Pulssignal 62s oder das "Hi"-Pegelsignal von dem Auswahlschalter 63 empfängt, die Laufzeit des empfangenen Signals in gewünschter Weise fein einstellt, um ein verzögertes Zufallspulssignal 64s zu erzeugen, das an beide Multiplizierer 71 und 72 geliefert wird.

Der Detektorkalibrierungsabschnitt 66 weist einen Auswahlschalter und eine Referenzspannungsquelle zum Kalibrieren von Meßsystemen auf und ist im wesentlichen ausgelegt, um Temperaturschwankungen an den Multiplizierern 71 und 72 zu kalibrieren. Der Abschnitt 66 hat einen Auswahlschalter zum Auswählen der Kalibrierfunktion und eine Referenzspannung V_{ref} und eine Nullspannung V_{zero} zur Kalibrierung und liefert die Referenzspannung V_{ref} oder die Nullspannung V_{zero} zur Kalibrierung an die Eingangsterminals beider Multiplizierer während des Kalibrierens.

Der erste und zweite Multiplizierer 71 und 72 sind beide ein Multiplizierer, der zwei Signale zum Erzeugen eines Ausgangs multipliziert. Wenn die Multiplizierer 71 und 72 ein verzögertes Zufallspulssignal 64s an einem ihrer Eingangsterminals empfangen, empfangen die Multiplizierer 71 und 72 das detektierte Signal 300s und das ausgewählte IQ-Signal 38s an den entsprechend anderen Eingangsterminal und liefern Signale, die durch die Multiplizierung der Signale 64s mit den Signalen 300s und 38s erhalten worden sind, an den entsprechenden ersten und zweiten Integrationsabschnitt 81 und 82.

Die Integrationsabschnitte 81 und 82 empfangen die multiplizierten Signale und liefern die analog integrierten Spannungssignale, die durch die Integration der empfangenen multiplizierten Signale erhalten worden sind, an den ADC-Abschnitt 80.

Der ADC 80 hat zwei Gruppen von Schaltkreisen, die jeweils aus einem AD-Konverter und einem Pufferspeicher bestehen. In Antwort auf ein Steuersignal von dem Steuerabschnitt 500 empfängt der Abschnitt 80 zwei analog integrierte Spannungssignale an seinen Eingangsterminals, tastet sie ab zu jedem vorbestimmten Zeitintervall und konvertiert die abgetasteten Daten in digitale Daten mit seinen A/D-Konvertern und speichert die gemessenen konvertierten Daten nacheinander in seinen internen Pufferspeichern. Der interne Aufbau des ADC-Abschnitts 80 ist in Fig. 9 gezeigt. Der Phasenfehler-Korrekturabschnitt 86 korrigiert einen Phasenfehler in Antwort auf das von dem Integrationsabschnitt 82 empfangene Signal und der Amplitudenfehler-Meßabschnitt 87 korrigiert einen Amplitudenfehler in Antwort auf die Signale, die vom Integrationsabschnitt 81 und 82 empfangen worden sind.

Es ist zu bemerken, daß der Abschnitt 88 zur Berechnung des Durchschnitts einen Durchschnitt der ausgewählten IQ-Signale 38s erhält.

Der Steuerabschnitt 500 ist beispielsweise eine zentrale Verarbeitungseinheit (central processing unit, CPU) und steuert kontinuierlich, wann immer notwendig, die Anpassung der Quadraturdetektion der vorliegenden Erfindung gleichzeitig mit dem Empfangsbetrieb, um sicherzustellen, daß ein empfangenes Signal normal in I- und Q-Signale Quadraturdetektiert werden kann. Die größeren gesteuerten Elemente gemäß der Erfindung umfassen die Auswahlschalter 44, 36, 38 und 63, den Detektorkalibrierabschnitt 66, die variablen Phasenverschieber 101, 201, 301 und 64 und die variable Verzögerungseinheit 52, den variablen Dämpfer 53 und den Offsetaddierer 56 innerhalb jeder der Quadratur-

konversionsabschnitte 100, 200 und 300.

Als nächstes wird der Betrieb des zweiten Ausführungsbeispiels beschrieben unter Verwendung des Flußdiagramms aus Fig. 10. Es ist zu bemerken, daß angenommen wird, daß die I- und Q-seitigen Quadraturkonversionsabschnitte 100 bzw. 200 kontinuierlich Signale empfangen.

Die Abschnitte 100 und 200 müssen jedoch zu jedem Zeitpunkt die besten Empfangsbedingungen aufrechterhalten gegen Veränderungen über die Zeit, wie z. B. Temperaturveränderungen innerhalb der Vorrichtung und Veränderungen der Umgebungstemperatur. Insbesondere sind Halbleitercharakteristika wie z. B. das Maß der Laufzeitverzögerung und das Maß der Verstärkung in großem Maße variabel mit Temperaturveränderungen.

Bei der Korrektursteuerung gemäß der vorliegenden Erfindung machen mit Ausnahme des Beginns die I- und Q-seitigen variablen Phasenverschieber 101 und 201 und der variable Dämpfer 53 und der Offsetaddierer 56, die in die Quadraturkonversionsabschnitte 100 und 200 eingebaut sind, nur kleine Korrekturen auf der Basis ihrer abschließend erhaltenen Korrekturgrößen. Deshalb kann ein empfangenes Signal kontinuierlich Quadratur-detektiert werden, ohne daß der Empfangsbetrieb beeinflusst wird.

Wie in Fig. 10(a) gezeigt ist, besteht der gesamte Prozeß aus einer sich wiederholenden Schleife, die einen PN-Detektor-Kalibrierungsschritt, einen REF-Kalibrierungsschritt, einen Phase 0 Grad-Schritt, einen Verzögerungsanpassungsschritt, einen Phasenanpassungsschritt, einen Amplitudenanpassungsschritt, einen Gleichstrom-Offsetanpassungsschritt, einen 90 Grad-Phasenschritt und einen Verzögerung/Phase/Amplitude/Gleichstrom-Offsetanpassungsschritt 600 umfaßt. Diese Meßsteuerungen werden durch den Steuerabschnitt 500 durchgeführt. Hier besteht der Verzögerung/Phase/Amplitude/Gleichstrom-Offsetanpassungsschritt 600 aus demselben Verarbeitungsinhalt wie der Verzögerungsanpassungsschritt, der Phasenanpassungsschritt, der Amplitudenanpassungsschritt und der Gleichstrom-Offsetanpassungsschritt. Als erstes wird in dem "PN DETEKTORKALIBRIERUNG"-Schritt, der in Fig. 10(a) gezeigt ist, eine Kalibrierung der zwei Meßsysteme durchgeführt, eine für die zusätzliche R-Seite und die andere für die IQ-Seite. Das heißt, der Kalibrierungsprozeß beginnt, wenn der Detektor-Kalibrierungsabschnitt 66 auf die Kalibrierungsseite eingestellt ist und der Auswahlswitch 63 daraufhin das spezifizierte "Hi"-Pegelsignal an die entsprechenden Eingangsterminals der beiden Multiplizierer 71 und 72 liefert. Als erstes wird die Nullspannung V_{zero} an die anderen Eingangsterminals der beiden Multiplizierer 71 und 72 angelegt, und der ADC-Abschnitt 80 mißt diese Spannung und speichert die gemessenen Daten als R- bzw. IQ-seitige Nullspannungs-Offsets. Als zweites wird die Kalibrierungsreferenzspannung V_{ref} an die anderen Eingangsterminals der beiden Multiplizierer 71 und 72 geliefert, woraufhin der ADC-Abschnitt sie mißt und speichert zur Verwendung als kalibrierte Werte der Referenzspannungen V_{ref} zur Kalibrierung, wobei die Werte erhalten werden durch das Subtrahieren der auf der R- und IQ-Seite gemessenen Daten der entsprechenden R- bzw. IQ-seitigen Nullspannungs-Offsets.

Durch den oben genannten Vorgang sind die beiden R- und IQ-seitigen Meßsysteme kalibriert worden in bezug auf die aktuelle Temperatur innerhalb der Vorrichtung.

Als nächstes wird in dem "REF KALIBRIERUNG"-Schritt, der in Fig. 10(a) dargestellt ist, der Referenz-Quadraturkonversionsabschnitt 300 in einen Referenzzustand gebracht. Fig. 10(b) zeigt die Details dieses Verarbeitungsschritts. Durch diesen Verarbeitungsschritt werden der variable Phasenverschieber 301, die variable Verzögerungseinheit 52, der variable Dämpfer 53 und der Offsetaddierer

56 innerhalb des Referenz-Quadraturkonversionsabschnitts 300 in ihre Referenzzustände gebracht.

Als erster wird in dem "EINGABE PN"-Schritt der Auswahlswitch 36 auf die a-Seite geschaltet, um das PN-Signal 46s an den Referenz-Quadraturkonversionsabschnitt 300 zu liefern.

Der nächste "VERZÖGERUNG/PHASE/AMPLITUDE/GLEICHSTROM-OFFSETANPASSUNG"-Schritt 600 besteht aus einer Verzögerungsanpassung, einer Phasenanpassung, einer Amplitudenanpassung und einer Gleichstrom-Offsetanpassung. Diese vier Anpassungsschritte werden im folgenden einzeln beschrieben.

Im ersten Schritt der Verzögerungsanpassung wird das PN-Signal als ein Eingang empfangen und Messungen werden nacheinander durchgeführt durch das Verändern des Maßes der Verzögerung der variablen Verzögerungseinheit 52 (siehe Fig. 8) innerhalb des Referenz-Quadraturkonversionsabschnitts 300, beispielsweise bei jeder einzelnen Zykluszeit des M-Sequenz-Erzeugungsabschnitts. Das heißt, das detektierte Signal 300s des Referenz-Quadraturkonversionsabschnitts 300 wird mit dem verzögerten Zufallspulssignal 64s des variablen Phasenverschiebers 64 durch den Multiplizierer 71 multipliziert und das multiplizierte Signal wird mit einer vorbestimmten Zeitkonstante integriert, um ein Gleichstromsignal zu erhalten. Daraufhin wird dieses Gleichstromsignal in ein digitales Signal konvertiert. Die auf diese Weise erhaltenen digitalen gemessenen Daten werden nacheinander in dem Speicher gespeichert. Ein beispielhafter Plot von solchen gemessenen Daten ist in Fig. 11 gezeigt. D in Fig. 11 zeigt den Plot der gemessenen Daten. Eine Position, die den absoluten Maximalwert (vgl. F in Fig. 11) anzeigt, wird als eine Referenzposition bestimmt, auf die das Maß der Verzögerung angepaßt werden sollte. Der Wert, der die Referenzposition für die Verzögerungsanpassung anzeigt, wird gespeichert und die variable Verzögerungseinheit 72 wird entsprechend aktualisiert. Es ist zu bemerken, daß das oben genannte Verfahren zur Aufnahme der Daten, bei dem Messungen durchgeführt werden, durch das Vergrößern des Maßes der Verzögerung der variablen Verzögerungseinheit 52 um jeweils eine vorbestimmte Einheit viel Zeit benötigt aufgrund der vermehrten Messhäufigkeit. Da es bei diesem Anpassungsschritt darauf ankommt, den Maximalwert zu erhalten, kann das obige Verfahren ersetzt werden durch eine Bit-Suchtechnik, in der lediglich in Richtung zunehmender Meßwerte eine diskrete Suche durchgeführt wird. Ein spezifisches Beispiel solch einer Technik ist ein binäres Suchverfahren, in dem ein Suchsegment halbiert wird. In solch einem Fall kann die Häufigkeit der Messungen drastisch verringert werden und die Anpassung kann daher schnell abgeschlossen werden.

Im zweiten Schritt der Phasenanpassung wird das PN-Signal als ein Eingang empfangen und Messungen werden nacheinander durchgeführt, indem das Maß der Phasenverschiebungen der variablen Phasenverschieber 301, die an den Referenz-Quadraturkonversionsabschnitt 300 geliefert werden, verändert wird und die gemessenen Daten werden in ähnlicher Weise nacheinander im Speicher gespeichert. Innerhalb der erhaltenen Meßdaten wird eine Position, die den absoluten Maximalwert anzeigt, als eine Referenzposition bestimmt, auf die das Maß der Phasenverschiebung angepaßt wird. Der Wert, der die Referenzposition zur Phasenanpassung anzeigt, wird gespeichert und der variable Phasenverschieber 301 wird entsprechend aktualisiert. Die Phasenanpassung ist damit abgeschlossen.

Im dritten Schritt der Amplitudenanpassung wird das PN-Signal als ein Eingang empfangen und das Maß der Dämpfung des variablen Dämpfers 53 innerhalb des Referenz-Quadraturkonversionsabschnitts 300 wird so gesteuert, daß

jedes Teil der gemessenen Daten, die erhalten werden, eine vorbestimmte Amplitude hat. Das heißt, die gemessenen Daten werden erhalten durch das Verändern des Maßes der Dämpfung des variablen Dämpfers 53 und ein Maß der Dämpfung, mit dem der erhaltene Teil der gemessenen Daten die vorgeschriebene Amplitude aufzeigt, wird gespeichert und das Maß der Dämpfung des variablen Dämpfers 53 wird entsprechend aktualisiert. Damit ist die Amplitudenanpassung abgeschlossen.

Im vierten Schritt der Gleichstrom-Offsetanpassung wird ein PN-Signal erhalten, wobei der Betrieb des M-Sequenz-Erzeugungsabschnitts 62 unterbrochen ist, d. h. kein Signal wird als Eingang empfangen und das Maß des Offsets des Offsetaddierers 56 innerhalb des Referenz-Quadraturkonversionsabschnitts 300 wird so gesteuert, daß jeder Teil der gemessenen Daten einen Offset von null hat. Das heißt, ein Offset-Steuerwert, bei dem ein erhaltener Teil der gemessenen Daten null anzeigt, wird gespeichert und der Offset-Steuerwert des Offsetaddierers 56 wird entsprechend aktualisiert. Die Anpassung des Gleichstrom-Offsets ist damit abgeschlossen.

Als nächstes wird in dem "EINGABE IF"-Schritt der Auswahlwähler 36 auf die b-Seite gesetzt, um das überlagerte IF-Signal 32s an den Referenz-Quadraturkonversionsabschnitt 300 zu liefern. Dieses überlagerte IF-Signal 32s enthält ein extrem schwaches überlagertes PN-Signal und eine Anpassung wird durchgeführt unter der Verwendung dieses schwachen PN-Signals.

Als nächstes wird in dem "VERZÖGERUNGSANPASSUNGS"-Schritt das überlagerte IF-Signal 32s als ein Eingangssignal, das angepaßt werden soll, empfangen und Messungen werden durchgeführt durch das sequentielle Verändern des Maßes der Verzögerung der variablen Verzögerungseinheit 52 innerhalb des Referenz-Quadraturkonversionsabschnitts 300 zu jeder Zeiteinheit, die beispielsweise definiert ist als mehrere Zyklen in bezug auf einen einzelnen Zyklus des M-Sequenz-Erzeugungsabschnitts. Diese lange Zeiteinheit ist benötigt, da es Zeit benötigt, das extrem schwache PN-Signal, das in dem überlagerten IF-Signal 32s enthalten ist, deutlich zu detektieren.

Als nächstes wird die Detektion eines schwachen PN-Signals und seine Synchronisationsbeziehung beschrieben mit Bezug auf Fig. 12. Das multiplizierte Ausgangssignals vom Multiplizierer 71 enthält hauptsächlich eine unbekannte Amplitudenkomponente, die von dem empfangenen Signal abgeleitet ist und solch eine Komponente fluktuiert in großem Maße sowohl auf positive als auch auf negative Seiten (vgl. A und B in Fig. 12). Ihr Durchschnitt, obwohl er einen undefinierbaren Zufallszustand darstellt, bleibt jedoch in der Nähe von null (vgl. C und G in Fig. 12). Ferner, wenn diese Komponente über eine gewünschte lange Zeit integriert wird, wird eine Gleichstromkomponente mit einer im wesentlichen konstanten Rampe erhalten (vgl. D und H in Fig. 12). Eine große Gleichstromkomponente (vgl. H in Fig. 12) wird für den Fall von Fig. 12(b) erhalten, indem die Amplitudenkomponente mit dem M-Sequenz-Zufallsmuster in einer Synchronisationsbeziehung multipliziert wird, während eine kleine Gleichstromkomponente (vgl. D in Fig. 12) erhalten wird im Fall von Fig. 12(a), indem sie in einer nicht-synchronen Beziehung multipliziert werden. Unter der Verwendung dieses Charakterisierungsvorgangs kann die Position, in der das empfangene Signal synchron ist und ob das empfangene Signal in einem Zustand in der Nähe einer Synchronisation ist, detektiert werden. Das heißt, wenn die Multiplikation synchron durchgeführt wird, wird eine große Gleichstromkomponente erhalten mit dem schwachen PN-Signal, die als ein detektiertes Signal auftaucht und im Gegensatz dazu wird eine kleine Gleichstromkomponente er-

halten, wenn die Multiplikation ohne Synchronisation durchgeführt wird. Ferner wird, wenn solch ein Eingangssignal integriert wird, es fast null, obwohl eine Amplitude mit großen Ausschlägen zur positiven und negativen Seite von einem unbekannten Eingangssignal erzeugt wird, da es nicht mit dem schwachen PN-Signal synchronisiert ist.

In dem Verzögerungsanpassungsschritt werden unter der Verwendung des oben genannten Vorgangs zur Detektion der Eigenschaften Messungen durchgeführt durch das Verändern des Maßes der Verzögerung der variablen Verzögerungseinheit 52 (oder durch die Verwendung der binären Suchtechnik). Jeder Messung wird eine lange Dauer gegeben. Signale, die durch das Integrieren der gemessenen Daten über solch eine Dauer erhalten werden, werden nach der Konversion in digitale Signale sequentiell in dem Speicher gespeichert, in ähnlicher Weise wie oben. Mit diesen Messungen werden Phasenabweichungen durch das Detektieren des schwachen PN-Signals gemessen und eine Position, die einen absoluten Maximalwert unter diesen gemessenen Daten anzeigt, wird als eine Referenzposition erhalten, auf die das PN-Signal angepaßt werden sollte. Der Wert, der diese Anpassungsposition anzeigt, wird gespeichert und die variable Verzögerungseinheit 52 wird daraufhin entsprechend aktualisiert. Die Verzögerungsanpassung ist damit abgeschlossen.

Als nächstes wird in dem "PHASENANPASSUNGS"-Schritt das überlagerte IF-Signal 32s als ein Eingangssignal, das angepaßt werden soll, empfangen und Messungen werden nacheinander durchgeführt, indem das Maß der Phasenverschiebung des variablen Phasenverschiebers 301, die an den Referenz-Quadraturkonversionsabschnitt 300 geliefert werden soll, in ähnlicher Weise auf der Basis einer langen Dauer verändert wird. Dabei werden die Messungen durchgeführt durch das abwechselnde Schalten der Phase des Referenzoszillators 40 zwischen 0 und 90 Grad. Unter den so erhaltenen Meßdaten ist eine Position, die den absoluten Maximalwert zum Zeitpunkt, an dem die Phase des Referenzoszillators 40 0 Grad beträgt, eine Referenzposition, auf die der Phasenfehler des Signals 32s angepaßt werden sollte und eine Position, die den absoluten Minimalwert zu einem Zeitpunkt anzeigt, an dem die Phase des Referenzoszillators 40 90 Grad beträgt, ist eine weitere Referenzposition, auf die der Phasenfehler angepaßt werden sollte. Somit kann die Anpassungsposition genau durch beide Messungen erhalten werden. Der Wert, der die Anpassungsposition anzeigt, wird gespeichert und der variable Phasenverschieber 301 wird daraufhin entsprechend aktualisiert. Die Phasenanpassung ist damit abgeschlossen.

Der Referenz-Quadraturkonversionsabschnitt 300 ist kalibriert worden, um ein Standard zu sein in bezug auf die gegenwärtige Temperatur innerhalb der Vorrichtung durch die obigen Anpassungen.

Als nächstes wird in dem "PHASE 0 GRAD"-Schritt, der in Fig. 10(a) gezeigt ist, der I-seitige Quadraturkonversionsabschnitt 100 angepaßt. Zur Durchführung dieser Anpassung wird ein Schalten durchgeführt, so daß der Referenz-Quadraturkonversionsabschnitt 300 in Phase ist mit dem I-seitigen Quadraturkonversionsabschnitt 100. Das heißt, der Auswahlwähler 44 wird auf die b-Seite geschaltet, um das lokale Frequenzsignal LF1 zu verwenden. Ferner wird der Auswahlwähler 36 auf die b-Seite geschaltet, so daß der Referenzkonversionsabschnitt 300 das gleiche überlagerte IF-Signal 32s empfängt, wie der I-seitige Quadraturkonversionsabschnitt 100. Ferner wird der Auswahlwähler 38 auf die a-Seite zur Verbindung des Meßsystems mit dem I-seitigen Quadraturkonversionsabschnitt 100 geschaltet, um das I-Signal 100s an den Multiplizierer 72 zu liefern.

Gleichzeitig empfangen der I-seitige Quadraturkonversi-

onsabschnitt 100 und der Q-seitige Quadraturkonversionsabschnitt 200 kontinuierlich Signale. Aus diesem Grund benötigt ihre Anpassung eine andere Technik als das oben genannte Suchverfahren, das auf die Anpassung des Referenz-Quadraturkonversionsabschnitts 300 angewandt wird, bei dem Messungen durchgeführt werden durch das sequentielle Verändern des Maßes der Anpassung von jedem Element, das angepaßt werden soll.

Somit müssen die I- und Q-seitigen Quadraturkonversionsabschnitte 100 und 200 kalibriert werden, während kontinuierlich ihr Empfangsbetrieb durchgeführt wird. Der Kalibrierungsvorgang ist jedoch ähnlich zu dem des ersten Ausführungsbeispiels.

Es ist zu bemerken, daß der Abschnitt, der die vorliegende Erfindung darstellt, nicht begrenzt ist auf die oben genannten Ausführungsbeispiele. Beispielsweise kann die vorliegende Erfindung verkörpert werden durch eine Vorrichtung ohne Frequenzkonversionsabschnitt 10, wie er in Fig. 1 gezeigt ist. Ferner kann der Referenzoszillator 40 ein lokaler PLL-Oszillator sein, der in Antwort auf ein Zwischenfrequenzsignal IF synchron mit der Phase dieser Trägerwelle oszilliert.

Ferner kann der M-Sequenz-Erzeugungsabschnitt 62 in bezug auf die Zykluszeit des M-Sequenz-Erzeugungsabschnitts 62 und den eines empfangenen Signals in manchen Fällen eine Beziehung mit einer im wesentlichen coincidenten Zykluszeit haben oder eine Beziehung mit einer im wesentlichen synchronen Zykluszeit mit einem empfangenen Signal haben in Abhängigkeit von dem angelegten empfangenen Signal. Dies kann zu Variationen in den gemessenen Daten oder Meßfehlern führen, die wiederum zu dem Nachteil führen, daß der Korrekturvorgang nicht in der erwarteten Konvergenzzeit konvergiert. Um empfangene Signale zu behandeln, die diese Schwierigkeit möglicherweise verursachen, sollte ein Mittel vorgesehen sein zum Erzeugen von Abfolgen von Pseudozufallspulsen mit unterschiedlichen Zykluszeiten. Beispielsweise wird die Anzahl der Zyklen generierenden Codesequenzen verändert oder unterschiedliche Zykluszeiten werden erzeugt durch die Veränderung der Frequenz eines zu verwendenden Taktgebers. Unter Verwendung dieser Mittel kann das Problem des verlängerten Betriebs leicht gelöst werden durch die Auswahl anderer Zykluszeiten.

Ferner kann, obwohl der Fall, in dem die Korrektursteuerung, die alle vier Dinge, d. h. die Phase, die Verzögerung, die Amplitude und den Gleichstrom-Offset abdeckt, in Antwort auf ein Quadratursignal durchgeführt wird, oben als ein spezifisches Beispiel beschrieben worden ist, die vorliegende Erfindung verkörpert werden, um zumindest eine der oben genannten vier Korrekturen durchzuführen. Beispielsweise können Phasenfehler korrigiert werden oder Amplitudenfehler oder Gleichstrom-Offsetfehler.

Obwohl die Multiplizierer 71 und 72 vorgesehen sind, um zwei Meßsysteme aufzubauen, kann derselbe Vorteil ferner erreicht werden durch lediglich ein Meßsystem mit einer Schaltfunktion. Ferner kann der M-Sequenz-Erzeugungsabschnitt 62 ersetzt werden durch andere Typen von Erzeugungsmitteln für Zufallssequenzen.

Drittes Ausführungsbeispiel

Ein Quadratur-Demodulator gemäß eines dritten Ausführungsbeispiels unterscheidet sich von dem ersten Ausführungsbeispiel darin, daß ein Anwendersignal in einem konvertierten Signal entfernt wird durch einen Anwendersignal-Konversionsabschnitt 400. Teile und Komponenten ähnlich denen des ersten Ausführungsbeispiels werden durch gleiche Bezugszeichen bezeichnet und ihre Beschreibung wird

ausgelassen. Der Aufbau des Quadratur-Demodulators gemäß des dritten Ausführungsbeispiels ist in Fig. 13 gezeigt.

Der Anwendersignal-Konversionsabschnitt 400 hat eine ähnliche Konstruktion wie der eines I-Signal-Konversionsabschnitts 100 mit der Ausnahme, daß der Abschnitt 400 ein konvertiertes Anwendersignal erzeugt, das erhalten wird durch das Mischen eines lokalen Signals L3 mit einem Anwendersignal. Wichtig ist hier, daß es ein Anwendersignal ist, nicht ein Signal mit überlagertem Pseudorauschen, das gemischt wird.

Ein Subtraktor 77 subtrahiert das konvertierte Anwendersignal, das ein Ausgang des Anwendersignal-Konversionsabschnitts 400 ist, vom Ausgang des I-Signal-Konversionsabschnitts 100. Ein Quadratursubtraktor 78 subtrahiert das konvertierte Anwendersignal, das der Ausgang des Anwendersignal-Konversionsabschnitts 400 ist, von einem Ausgang eines Q-Signal-Konversionsabschnitts 200. Die Differenzen, die durch den Subtraktor 77 und den Quadratursubtraktor 78 erhalten werden, werden in einen ersten Multiplizierer 72 bzw. einen Quadraturmultiplizierer 74 eingegeben, um mit einem Pseudorauschen multipliziert zu werden.

Es ist zu bemerken, daß der Quadratursubtraktor 78 in den Subtraktor 77, der Quadraturmultiplizierer 74 in den ersten Multiplizierer 72 und ein Quadraturintegrator 84 in einen ersten Integrator 82 miteingebaut werden kann. Der auf diese Weise modifizierte Aufbau ist in Fig. 14 gezeigt. Das heißt, ein Auswahlschalter 76 wird vorgesehen, um die Verbindung von einem Terminal 76c auf der Seite des Subtraktors 77 zwischen einem Terminal 76a auf der Seite des I-Signal-Konversionsabschnitts 100 und einem Terminal 76b auf der Seite des Q-Signal-Konversionsabschnitts 200 zu schalten.

Darüber hinaus kann ein ALC (Automatic Level Controller) eingelegt werden zwischen einem Addierer 32 und einem Mischer/Multiplizierer 46 für das Pseudorauschen. Diese Anordnung ist anwendbar auf die beiden Konstruktionen aus Fig. 13 und Fig. 14.

Als nächstes wird der Betrieb des dritten Ausführungsbeispiels der vorliegenden Erfindung beschrieben. Der Betrieb wird beschrieben mit Bezugnahme auf Fig. 4, da er im wesentlichen derselbe ist wie der in Fig. 4 gezeigte. Die Kalibrierung des Referenzsignal-Konversionsabschnitts (S10) wird jedoch nicht durchgeführt, da ein Referenzsignal-Konversionsabschnitt 300 in dem dritten Ausführungsbeispiel nicht vorgesehen ist.

Als erstes wird der Phasenfehler des I-Signal-Konversionsabschnitts 100 kalibriert (S10). Ein konvertiertes Signal von dem I-Signal-Konversionsabschnitt 100 wird durch Gleichung (1) von Fig. 5 ausgedrückt, und ein konvertiertes Anwendersignal, das den Ausgang des Anwendersignal-Konversionsabschnitts 400 bildet, wird durch Gleichung (1') aus Fig. 15 dargestellt, die erhalten wird durch das Eliminieren des $P(t)$ -Terms der Gleichung (1) aus Fig. 5. Wenn daher das konvertierte Anwendersignal von dem konvertierten Signal durch den Subtraktor 77 abgezogen wird, wird $\sin P(t) \cos \theta$ erhalten. Daraufhin wird der Phasenfehler des I-Signal-Konversionsabschnitts 100 kalibriert in ähnlicher Weise wie im ersten Ausführungsbeispiel. Im Gegensatz zum ersten Ausführungsbeispiel wird jedoch eine Anwendersignalkomponente nicht an den ersten Multiplizierer 72 geliefert. Im ersten Ausführungsbeispiel empfängt der erste Multiplizierer 72 ein konvertiertes Signal, das ein relativ großes Anwendersignal und ein relativ kleines Pseudorauschen enthält, und wenn das konvertierte Signal multipliziert wird mit dem Pseudorauschen, tendiert das Anwendersignal dazu, die Multiplikation zu beeinflussen. Im dritten Ausführungsbeispiel jedoch, in dem keine Anwendersignalkomponente an den ersten Multiplizierer 72 geliefert wird,

kann der Phasenfehler des I-Signal-Konversionsabschnitts 100 mit einer höheren Genauigkeit kalibriert werden.

Es ist zu bemerken, daß der Phasenfehler des Q-Signal-Konversionsabschnitts 200 in ähnlicher Weise kalibriert werden kann. Als nächstes wird der Amplitudenfehler des I-Signal-Konversionsabschnitts 100 kalibriert (S14). Ein Amplitudenfehler-Meßabschnitt 87 erhält einen Amplitudenfehler m durch die Division eines Ausgangs ag des ersten Integrators 82 durch einen Ausgang ag des ersten Integrators 82, der erhalten würde, wenn es keine Amplituden- und Phasenfehler gäbe. Es ist zu bemerken, daß der Wert ag , der ein spezifischer Wert sein könnte, wenn der Multiplizierer, der ALC et. entsprechend kalibriert sind, vorhersagbar ist. Ferner kann der Amplitudenfehler auf eine Weise kalibriert werden, die ähnlich ist zu der des ersten Ausführungsbeispiels.

Es ist zu bemerken, daß der Amplitudenfehler für den Q-Signal-Konversionsabschnitt 200 in ähnlicher Weise kalibriert werden kann.

Schließlich wird der Gleichstrom-Offsetfehler des I-Signal-Konversionsabschnitts 100 kalibriert (S16). Ein ähnlicher Vorgang wie der im ersten Ausführungsbeispiel schließt sich an.

Gemäß dem dritten Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung, in ähnlicher Weise zum ersten Ausführungsbeispiel, kann ein nachfolgender Schaltkreis 90 das konvertierte Signal und das Quadratur-konvertierte Signal in einer gewünschten Weise verarbeiten, während die Phasen-/Amplituden- und Gleichstrom-Offsetfehler der I- und Q-Signal-Konversionsabschnitte 100 und 200 kalibriert werden.

Zusätzlich wird keine Anwendersignalkomponente an den ersten Integrator 72 geliefert und damit können die Abschnitte 100 und 200 mit einem höheren Maß an Genauigkeit kalibriert werden als in dem ersten Ausführungsbeispiel.

Viertes Ausführungsbeispiel

Ein viertes Ausführungsbeispiel wird erhalten durch weitere Fortentwicklung des Aufbaus des dritten Ausführungsbeispiels. Fig. 16 ist ein Blockdiagramm, das den Aufbau des vierten Ausführungsbeispiels darstellt. Da sein Aufbau im wesentlichen der gleiche ist wie der des zweiten Ausführungsbeispiels, werden die gleichen Teile und Komponenten mit den gleichen Bezugszeichen bezeichnet und ihre Beschreibung wird ausgelassen.

In Antwort auf ein Steuersignal von einem Steuerabschnitt 500 wählt ein Auswahlschalter 36 entweder ein I-Signal oder ein PN-Signal 46s aus und liefert das ausgewählte Signal. Ein Subtraktor 77 subtrahiert ein ausgewähltes Signal 300s, das ein Ausgang eines Anwendersignal-Konversionsabschnitts 400 von einem ausgewählten IQ-Signal 38s ist. Ein Multiplizierer 72 multipliziert den Ausgang des Subtraktors 77 mit einem verzögerten Zufallspulssignal 64s und gibt das multiplizierte Signal aus.

Der innere Aufbau eines ADC-Abschnitts 80 ist in Fig. 17 gezeigt. Ein Phasenfehler-Korrekturabschnitt 86 und ein Amplitudenfehler-Meßabschnitt 87 empfangen ein Signal vom Integrationsabschnitt 82 und die korrekten Phasen- bzw. Amplitudenfehler. Es ist zu bemerken, daß ein Abschnitt 88 zur Berechnung eines Durchschnitts einen Durchschnitt der ausgewählten IQ-Signale 38s erhält.

Es ist zu bemerken, daß der Betrieb des vierten Ausführungsbeispiels ähnlich ist zu denen des ersten und dritten Ausführungsbeispiels.

Fünftes Ausführungsbeispiel

Ein Quadratur-Demodulator gemäß dem fünften Ausführungsbeispiel unterscheidet sich von dem des ersten Ausführungsbeispiel darin, daß letzteres eine Kalibrierung auf der Basis eines Graphen durchführt, der erhalten wird mit horizontalen und vertikalen Achsen, die die Produkte und Integrale der Ausgänge der I- und Q-Signal-Konversionsabschnitte 100 und 200 anzeigt. Die Teile und Komponenten, die ähnlich sind zu denen des ersten Ausführungsbeispiels, werden durch dieselben Bezugszeichen bezeichnet und ihre Beschreibung wird ausgelassen. Der Aufbau des Quadratur-Demodulators gemäß dem fünften Ausführungsbeispiel ist in Fig. 18 gezeigt.

Ein Phasenverschieber 33 verändert die Phase eines Ausgangs eines Mischers/Multiplizierers für das Pseudoräuschen 46. Ein Abschnitt 89 zum Messen eines Fehlers mißt Fehler auf der Basis der Ergebnisse, die mit der horizontalen Achse erhalten worden sind, die die Ausgänge eines Integrators 82 anzeigt und der vertikalen Achse, die die Ausgänge eines Quadraturintegrators 84 anzeigt. Es ist zu bemerken, daß der Abschnitt 89 ebenfalls Kalibrierfehler enthalten kann.

Es ist ferner zu bemerken, daß ein Quadraturmultiplizierer 74 in einem Multiplizierer 72 miteingebaut sein kann und daß der Quadraturintegrator 84 in dem Integrator 82 enthalten sein kann. Der somit modifizierte Aufbau ist in Fig. 19 gezeigt. Das heißt, ein Auswahlschalter 76 ist vorgesehen, um die Verbindung eines Terminals 76c auf der Seite des ersten Multiplizierers 72 zwischen einem Terminal 76a auf der Seite des I-Signal-Konversionsabschnitts 100 und einem Terminal 76b auf der Seite des Q-Signal-Konversionsabschnitts 200 zu schalten.

Als nächstes wird der Betrieb des fünften Ausführungsbeispiels der vorliegenden Erfindung beschrieben. Es ist zu bemerken, daß θ das Maß der Phasenverschiebung durch den Phasenverschieber 33 bezeichnet und ψ den Phasenfehler in dem fünften und sechsten Ausführungsbeispiel angibt.

Ein Pseudoräuschen $P(t)$ wird mit einem lokalen Signal I_4 durch den Mischer/Multiplizierer 46 für das Pseudoräuschen gemischt, um ein gemischtes Signal $P(t)\cos\omega t$ zu werden. Daraufhin wird, wenn der Phasenverschieber 33 die Phase des gemischten Signals verändert, ein Ausgang $P(t)\cos(\omega t + \theta)$ erhalten. Dies wird an einen Addierer 32 geliefert. Der Signalkonversionsabschnitt 100 hat einen Tiefpaßfilter 55, der ebenfalls ein integrierendes Element darstellt. Die $P(t)$ -Komponente des konvertierten Signals des Q-Signal-Konversionsabschnitts 200 ist daher durch Gleichung (9) aus Fig. 20 dargestellt. Es ist zu bemerken, daß die Gleichung (9) erhalten wird durch das Ersetzen von $\cos\omega t$ aus Gleichung (8) mit $\sin\omega t$, damit die Phase des Ausgangs des I-Signal-Konversionsabschnitts 100 in Quadratur steht mit der Phase des Ausgangs des Q-Signal-Konversionsabschnitts 200.

Es sei angenommen, daß θ (das Maß der Phasenverschiebung durch den Phasenverschieber 33) hier null ist. Dann wird Gleichung (8) ersetzt durch Gleichung (10) und Gleichung (9) durch Gleichung (11). Es ist zu bemerken, daß das Intervall der Integration des Tiefpaßfilters 55 angenommen wird, ausreichend kürzer zu sein als der Zyklus von $P(t)$ und ausreichend länger als der Zyklus von $\cos\omega t$. Das heißt, Gleichung (8) liefert den $P(t)$ -Term des Signals vom I-Signal-Konversionsabschnitt 100 und Gleichung (11) gibt den $P(t)$ -Term des Signals von dem Q-Signal-Konversionsabschnitt 200. Da es vom ersten Ausführungsbeispiel zu erkennen ist, daß nur die $P(t)$ -Terme in den Ausgängen der I- und Q-Signal-Konversionsabschnitte 100 und 200 in den Ausgängen des ersten Integrators 82 bzw. des Quadraturin-

tegrators 84 erhalten bleiben, werden nur die $P(t)$ -Terme in den Ausgängen der I- und Q-Signal-Konversionsabschnitte 100 und 200 berücksichtigt werden.

Wenn ein Signal, das mit Gleichung (10) ausgedrückt wird, multipliziert und integriert wird, wird eine Konstante (C) erhalten. Wenn ein Signal, das mit Gleichung (11) ausgedrückt wird, erhalten wird und integriert wird, wird null erhalten, da das Integral eines "sin"-Terms 0 ist, wenn über ein ausreichend großes Intervall integriert wird. Ein in Fig. 21(a) gezeigter Graph (für den Fall von $\theta = 0$ Grad) führt dazu, daß die horizontale Achse die Ausgänge des ersten Integrators 82 anzeigt und die vertikale Achse die Ausgänge des Quadraturintegrators 84 anzeigt.

Wenn $\theta = 90$ Grad ist, wird in ähnlicher Weise Gleichung (8) ersetzt durch Gleichung (12) und Gleichung (9) durch Gleichung (13). Wenn ein Signal, das durch Gleichung (12) ausgedrückt wird, multipliziert und integriert wird, wird 0 erhalten, da das Integral eines "sin"-Terms 0 ist, wenn es über ein ausreichend großes Intervall integriert wird. Wenn ein Signal, das durch Gleichung (13) ausgedrückt wird, multipliziert und integriert wird, wird C erhalten, da das Integral eines "sin²"-Terms gleich ist dem Integral eines "cos²"-Terms, wenn sie über ein ausreichend großes Intervall integriert werden. Ein Graph, wie er in Fig. 21(a) gezeigt ist, führt (für den Fall von $\theta = 90$ Grad) dazu, daß die horizontale Achse die Ausgänge des ersten Integrators 82 anzeigt und die vertikale Achse die Ausgänge des Quadraturintegrators 84 anzeigt.

Wenn $\theta = 45$ Grad ist, wird in ähnlicher Weise Gleichung (8) ersetzt durch Gleichung (14) und Gleichung (9) durch Gleichung (15). Wenn ein Signal, das durch Gleichung (14) ausgedrückt wird, multipliziert und integriert wird, wird $C/2$ erhalten, da das Integral eines "sin"-Terms 0 ist, wenn es über ein ausreichend großes Intervall integriert wird. Wenn ein Signal, das durch Gleichung (15) ausgedrückt wird, multipliziert und integriert wird, wird $-C/2$ erhalten. Ein Schaubild, wie es in Fig. 21(a) gezeigt ist, wird erhalten, wobei die horizontale Achse die Ausgänge des ersten Integrators 82 anzeigt und die vertikale Achse die Ausgänge des Quadraturintegrators 84 anzeigt.

Wie oben beschrieben, ergibt sich, wenn kein Fehler in den I- und Q-Signal-Konversionsabschnitten 100 und 200 gefunden wird, ein vollständiger Kreis so wie in Fig. 21(a) dargestellt, wobei die horizontale Achse die Ausgänge des ersten Integrators 82 und die vertikale Achse die Ausgänge des Quadraturintegrators 84 anzeigt. Wenn jedoch ein Amplitudenfehler m_1 in dem I-Signal-Konversionsabschnitt 100 gefunden wird (die Amplitude wird multipliziert mit m_1) und ein Amplitudenfehler m_2 im Q-Signal-Konversionsabschnitt 200 gefunden wird (die Amplitude wird multipliziert mit m_2), ergibt sich eine Ellipse wie in Fig. 21(b). Ferner ergibt sich eine Ellipse, wie sie in Fig. 21(c) gezeigt ist, wenn ein Gleichstrom-Offsetfehler I_0 und ein Phasenfehler ψ in dem I-Signal-Konversionsabschnitt 100 gefunden wird und ein Gleichstrom-Offsetfehler Q_0 in dem Q-Signal-Konversionsabschnitt 200 gefunden wird. Daher kann man Gleichstrom-Offset-, Phasen- und Amplitudenfehler finden durch das sequentielle Verändern von θ und man erhält einen Graph, bei dem die horizontale Achse jeden gegenwärtigen Ausgang des ersten Integrators 82 und die vertikale Achse jeden gegenwärtigen Ausgang des Quadraturintegrators 84 anzeigt.

Gemäß des fünften Ausführungsbeispiels der vorliegenden Erfindung kann in ähnlicher Weise wie im ersten Ausführungsbeispiel ein nachfolgender Schaltkreis 90 das konvertierte Signal und das Quadraturkonvertierte Signal in einer gewünschten Weise verarbeiten, während Phasen-, Amplituden- und Gleichstrom-Offsetfehler der I- und Q-Signal-

Konversionsabschnitte 100 und 200 kalibriert werden.

Sechstes Ausführungsbeispiel

Ein sechstes Ausführungsbeispiel wird erhalten durch eine Weiterentwicklung des Aufbaus des fünften Ausführungsbeispiels. Fig. 22 ist ein Blockdiagramm, das den Aufbau des sechsten Ausführungsbeispiels zeigt. Ein Phasenverschieber 33 verändert die Phase eines PN-Signals 46s und erzeugt ein phasenverschobenes PN-Signal. Ein ADC-Abschnitt 80 kalibriert Phasen-, Amplituden- und Gleichstrom-Offsetfehler auf der Basis der Ausgänge eines Integrationsabschnitts 82.

Es ist zu bemerken, daß der Betrieb des sechsten Ausführungsbeispiels ähnlich ist zu dem des zweiten und fünften Ausführungsbeispiels.

Siebtes Ausführungsbeispiel

Wie in Fig. 23 gezeigt, wird ein siebtes Ausführungsbeispiel von dem fünften Ausführungsbeispiel abgeleitet und erhalten, indem zu dem fünften Ausführungsbeispiel ein Anwendersignal-Konversionsabschnitt 400, ein Subtraktor 77 und ein Quadratursubtraktor 78 hinzugefügt wird, die die charakteristischen Merkmale des dritten Ausführungsbeispiels bilden. Wie bereits in der Beschreibung des fünften Ausführungsbeispiels erwähnt, wird lediglich der $P(t)$ -Term in einem Ausgang des I-Signal-Konversionsabschnitts 100 (Q-Signal-Konversionsabschnitt 200) verwendet. Hier kann nur der $P(t)$ -Term in einem Ausgang des I-Signal-Konversionsabschnitts 100 (Q-Signal-Konversionsabschnitts 200) von dem Subtraktor 77 angewendet werden (Quadratursubtraktor 78) unter der Verwendung des Anwendersignal-Konversionsabschnitts 400, des Subtraktors 77 und des Quadratursubtraktors 78, wie in dem dritten Ausführungsbeispiel. Zusätzlich können die Abschnitte 100 und 200 mit einem hohen Maß an Genauigkeit kalibriert werden aufgrund der Tatsache, daß keine Anwendersignalkomponente an einen Multiplizierer 72 (Quadraturmultiplizierer 74) geliefert wird.

Es ist zu bemerken, daß der Quadratursubtraktor 78 in den Subtraktor 77, ein Quadraturmultiplizierer 74 in den Multiplizierer 72 und ein Quadraturintegrator 84 in einen Integrator 82 mit aufgenommen werden kann. Der auf diese Weise modifizierte Aufbau ist in Fig. 24 gezeigt. Das heißt, ein Auswahlshalter 76 wird geschaffen, um die Verbindung eines Terminals 76c auf der Seite des Subtraktors 77 zwischen einem Terminal 76a auf der Seite des I-Signal-Konversionsabschnitts 100 und eines Terminals 76b auf der Seite des Q-Signal-Konversionsabschnitts 200 zu schalten.

Achtes Ausführungsbeispiel

Ein achtes Ausführungsbeispiel wird erhalten durch Weiterentwicklung des Aufbaus des siebten Ausführungsbeispiels. Fig. 25 ist ein Blockdiagramm, das den Aufbau des achten Ausführungsbeispiels zeigt.

In Antwort auf ein Steuersignal von dem Steuerabschnitt 500 wählt ein Auswahlshalter 36 entweder ein I^2 -Signal oder ein PN-Signal 46s aus und liefert das ausgewählte Signal an einen Anwendersignal-Konversionsabschnitt 400.

Ein Subtraktor 77 subtrahiert ein detektiertes Signal 300s, das ein Ausgang des Anwendersignal-Konversionsabschnitts ist, von einem ausgewählten IQ-Signal 38s.

Ein Multiplizierer 72 multipliziert den Ausgang des Subtraktors 77 mit einem verzögerten Zufallspulssignal 64s, um den multiplizierten Ausgang zu erzeugen.

Es ist zu bemerken, daß der Betrieb des achten Ausführungs-

rungsbeispiels ähnlich ist zu dem des zweiten und siebten Ausführungsbeispiels.

Gemäß der vorliegenden Erfindung können konvertierte Signale von Signalkonversionsabschnitten in einer gewünschten Weise verarbeitet werden, während Phasen-, Amplituden- und Gleichstrom-Offsetfehler, etc. von den Signalkonversionsabschnitten kalibriert werden.

Patentansprüche

1. Quadratur-Demodulator, aufweisend:
ein Additionsmittel zum Addieren eines Anwendersignals und eines Pseudorauschens zum Erzeugen eines Signals mit überlagertem Pseudorauschen;
ein Signalkonversionsmittel zum Mischen des Signals mit überlagertem Pseudorauschen mit einem lokalen Signal einer vorbestimmten Frequenz, zum Erzeugen eines konvertierten Signals;
ein erstes Multiplikationsmittel zum Multiplizieren des konvertierten Signals mit dem Pseudorauschen zum Erzeugen eines korrelierten Signals; und
ein erstes Integrationsmittel zum Integrieren des korrelierten Signals zum Erzeugen eines Ausgangssignals.
2. Quadratur-Demodulator nach Anspruch 1, ferner aufweisend:
ein Referenzsignal-Konversionsmittel zum Mischen des Signals mit überlagertem Pseudorauschen mit dem lokalen Signal einer vorbestimmten lokalen Frequenz ohne Amplituden- und Phasenfehler zum Erzeugen eines referenzkonvertierten Signals;
ein zweites Multiplikationsmittel zum Multiplizieren des Pseudorauschens mit dem referenzkonvertierten Signal zum Erzeugen eines referenzkorrelierten Signals; und
ein zweites Integrationsmittel zum Integrieren des referenzkorrelierten Signals zum Erzeugen eines Ausgangssignals.
3. Quadratur-Demodulator nach Anspruch 2, ferner aufweisend: ein Amplituden-Fehlerkorrekturmittel zum Korrigieren eines Amplitudenfehlers des Signalkonversionsmittels; und ein Mittel zum Berechnen eines Durchschnitts zum Erhalten eines Durchschnitts des konvertierten Signals von dem Signalkonversionsmittel.
4. Quadratur-Demodulator nach Anspruch 1, ferner aufweisend ein Phasenfehler-Korrekturmittel zum Anpassen der Phase des lokalen Signals, das an das Signalkonversionsmittel geliefert werden soll, so daß das Ausgangssignal des ersten Integrationsmittels einem vorbestimmten Wert gleicht.
5. Quadratur-Demodulator nach Anspruch 2, ferner aufweisend Mittel zum Messen des Amplitudenfehlers zum Erhalten eines Amplitudenfehlers auf der Basis eines Wertes, der erhalten wird durch das Dividieren des vorbestimmten Wertes, der einer der Ausgänge des ersten Integrationsmittels ist, durch den Ausgang des zweiten Integrationsmittels.
6. Quadratur-Demodulator nach Anspruch 4 oder 5, wobei der vorbestimmte Wert ein maximaler Ausgangswert des ersten Integrationsmittels ist.
7. Quadratur-Demodulator nach Anspruch 1, wobei das Pseudorauschen kleiner ist als das Anwendersignal.
8. Quadratur-Demodulator nach Anspruch 7, wobei das Pseudorauschen im wesentlichen gleich zum Untergrundrauschen ist.
9. Quadratur-Demodulator nach Anspruch 1, ferner aufweisend:

ein Quadratur-Signal-Konversionsmittel zum Mischen eines lokalen Quadratursignals mit dem Signal mit überlagertem Pseudorauschen zum Erzeugen eines Quadratur-konvertierten Signals, wobei das lokale Quadratursignal erhalten wird durch das Verschieben der Phase des lokalen Signals um 90 Grad;
ein Quadratur-Multiplikationsmittel zum Multiplizieren des Quadratur-konvertierten Signals mit dem Pseudorauschen zum Erzeugen eines Quadratur-korrelierten Signals; und
ein Quadratur-Integrationsmittel zum Integrieren des Quadratur-korrelierten Signals zum Erzeugen eines Ausgangssignals.

10. Quadratur-Demodulator nach Anspruch 9, wobei das Quadratur-Multiplikationsmittel zugleich das erste Multiplikationsmittel ist;

das Quadratur-Integrationsmittel zugleich das erste Integrationsmittel ist; und
ein Verbindungsschaltermittel vorgesehen ist, um das Signalkonversionsmittel oder das Quadratur-Signalkonversionsmittel mit dem Quadratur-Multiplikationsmittel zu verbinden.

11. Quadratur-Demodulator nach Anspruch 1, ferner aufweisend ein Pseudorauschen-Mischmittel zum Mischen des Pseudorauschens mit dem lokalen Signal zum Liefern eines Ausgangssignals an das Additionsmittel.

12. Quadratur-Demodulator nach Anspruch 1, ferner aufweisend:
ein Anwendersignal-Konversionsmittel zum Mischen des Anwendersignals mit dem lokalen Signal einer vorbestimmten lokalen Frequenz zum Erzeugen eines konvertierten Anwendersignals; und
ein Subtraktionsmittel zum Subtrahieren des konvertierten Anwendersignals von dem konvertierten Signal zum Liefern eines Ausgangs davon an das erste Multiplikationsmittel; wobei

das erste Multiplikationsmittel das Ausgangssignal des Subtraktionsmittels mit dem Pseudorauschen multipliziert, um ein korreliertes Signal zu erzeugen.

13. Quadratur-Demodulator nach Anspruch 12, ferner aufweisend Mittel zum Messen eines Amplitudenfehlers zum Erhalten eines Amplitudenfehlers auf der Basis eines Wertes, der erhalten worden ist durch das Dividieren eines vorbestimmten Wertes, der einer der Ausgangssignale des ersten Integrationsmittels ist, durch einen vorbestimmten Ausgang des ersten Integrationsmittels, der erhalten wird unter der Annahme, daß kein Amplituden- und Phasenfehler existiert.

14. Quadratur-Demodulator nach Anspruch 13, wobei der vorbestimmte Wert ein maximaler Ausgangswert des ersten Integrationsmittels ist.

15. Quadratur-Demodulator nach Anspruch 13, ferner aufweisend:
ein Korrekturmittel für einen Amplitudenfehler zum Korrigieren eines Amplitudenfehlers des Signalkonversionsmittels; und
ein Mittel zum Berechnen des Durchschnitts zum Erhalten eines Durchschnitts des konvertierten Signals von dem Signalkonversionsmittel.

16. Quadratur-Demodulator nach Anspruch 12, ferner aufweisend ein Phasenfehler-Korrekturmittel zum Anpassen der Phase des lokalen Signals, das an das Signalkonversionsmittel geliefert werden soll, so daß der Ausgang der ersten Integrationsmittels maximal wird.

17. Quadratur-Demodulator nach Anspruch 12, wobei das Pseudorauschen kleiner ist als das Anwendersignal.

18. Quadratur-Demodulator nach Anspruch 17, wobei das Pseudorauschen im wesentlichen gleich einem Hintergrundrauschen ist.

19. Quadratur-Demodulator nach Anspruch 12, ferner aufweisend:

ein Quadratur-Signalkonversionsmittel zum Mischen eines lokalen Quadratursignals mit dem Signal mit überlagertem Pseudorauschen überlagert zum Erzeugen eines Quadratur-konvertierten Signals, wobei das lokale Quadratursignal erhalten wird durch das Verschieben der Phase des lokalen Signals um 90 Grad; ein Quadratur-Subtraktionsmittel zum Subtrahieren des konvertierten Anwendersignals von dem Quadratur-konvertierten Signal; ein Quadratur-Multiplikationsmittel zum Multiplizieren eines Ausgangs des Quadratur-Subtraktionsmittels mit dem Pseudorauschen zum Erzeugen eines Quadratur-korrelierten Signals; und ein Quadratur-Integrationsmittel zum Integrieren des Quadratur-korrelierten Signals zum Erzeugen eines Ausgangssignals.

20. Quadratur-Demodulator nach Anspruch 19, wobei das Quadratur-Multiplikationsmittel zugleich das erste Multiplikationsmittel ist;

das Quadratur-Integrationsmittel zugleich das erste Integrationsmittel ist; und ein Verbindungsschaltmittel vorgesehen ist, um entweder das Signalkonversionsmittel oder das Quadratur-Signalkonversionsmittel mit dem Quadratur-Multiplikationsmittel zu verbinden.

21. Quadratur-Demodulator nach Anspruch 12, ferner aufweisend Pseudorauschen-Mischmittel zum Mischen des Pseudorauschens mit dem lokalen Signal zum Liefern eines Ausgangs davon an das Additionsmittel.

22. Quadratur-Demodulator, aufweisend: ein Phasen-Verschiebmittel zum Verändern der Phase eines Pseudorauschens, um ein Ausgangssignal zu erzeugen;

ein Additionsmittel zum Addieren eines Anwendersignals und des Ausgangs des Phasen-Verschiebmittels zum Erzeugen eines Signals mit überlagertem Pseudorauschen;

ein Signalkonversionsmittel zum Mischen des Signals mit überlagertem Pseudorauschen mit einem lokalen Signal einer vorbestimmten lokalen Frequenz zum Erzeugen eines konvertierten Signals;

ein Quadratur-Signalkonversionsmittel zum Mischen eines lokalen Quadratursignals mit dem Signal mit überlagertem Pseudorauschen zum Erzeugen eines Quadratur-konvertierten Signals, wobei das lokale Quadratursignal erhalten wird durch das Verschieben der Phase des lokalen Signals um 90 Grad;

ein Multiplikationsmittel zum Multiplizieren des Pseudorauschens mit dem konvertierten Signal zum Erzeugen eines korrelierten Signals;

ein Quadratur-Multiplikationsmittel zum Multiplizieren des Pseudorauschens mit dem Quadratur-konvertierten Signal zum Erzeugen eines Quadratur-korrelierten Signals;

ein Integrationsmittel zum Integrieren des korrelierten Signals zum Erzeugen eines Ausgangssignals; und ein Quadratur-Integrationsmittel zum Integrieren des Quadratur-korrelierten Signals zum Erzeugen eines Ausgangssignals.

23. Quadratur-Demodulator nach Anspruch 22, ferner aufweisend ein Mittel zum Fehlermessen zum Messen eines Gleichstrom-Offsetfehlers, eines Phasenfehlers

und eines Amplitudenfehlers auf der Basis der Ausgangssignale des Integrationsmittels und des Quadratur-Integrationsmittels.

24. Quadratur-Demodulator nach Anspruch 23, wobei das Mittel zum Fehlermessen zumindest einen der folgenden Fehler vernachlässigt, den Gleichstrom-Offsetfehler, den Phasenfehler und den Amplitudenfehler, und einen nicht vernachlässigten Fehler mißt.

25. Quadratur-Demodulator nach Anspruch 22, wobei das Pseudorauschen kleiner ist als das Anwendersignal.

26. Quadratur-Demodulator nach Anspruch 25, wobei das Pseudorauschen im wesentlichen gleich einem Hintergrundrauschen ist.

27. Quadratur-Demodulator nach Anspruch 22, ferner aufweisend ein Pseudorauschen-Mischmittel zum Mischen des Pseudorauschens mit dem lokalen Signal zum Liefern eines Ausgangs davon an das Additionsmittel.

28. Quadratur-Demodulator nach Anspruch 22, wobei das Quadratur-Multiplikationsmittel zugleich das Multiplikationsmittel ist; das Quadratur-Integrationsmittel zugleich das Integrationsmittel ist; und

Verbindungsschaltmittel vorgesehen sind, um das Signalkonversionsmittel oder das Quadratur-Signalkonversionsmittel mit dem Quadratur-Multiplikationsmittel zu verbinden.

29. Quadratur-Demodulator nach Anspruch 22, ferner aufweisend:

ein Anwendersignal-Konversionsmittel zum Mischen des Anwendersignals mit dem lokalen Signal einer vorbestimmten lokalen Frequenz zum Erzeugen eines konvertierten Anwendersignals;

ein Subtraktionsmittel zum Subtrahieren des konvertierten Anwendersignals von dem konvertierten Signal zum Liefern eines Ausgangs davon an ein Multiplikationsmittel;

ein Quadratur-Subtraktionsmittel zum Subtrahieren des konvertierten Anwendersignals von dem Quadratur-konvertierten Signal zum Liefern eines Ausgangs davon an ein Quadratur-Multiplikationsmittel; wobei das Multiplikationsmittel ein korreliertes Signal erzeugt, das erhalten wird durch das Multiplizieren des Ausgangs des Subtraktionsmittels mit dem Pseudorauschen; und

das Quadratur-Multiplikationsmittel ein Quadratur-korreliertes Signal erzeugt, das erhalten wird durch das Multiplizieren des Ausgangs des Quadratur-Subtraktionsmittels mit dem Pseudorauschen.

30. Quadratur-Modulationsverfahren, aufweisend: einen Additionsschritt zum Addieren eines Anwendersignals und eines Pseudorauschens zum Erzeugen eines Signals mit überlagertem Pseudorauschen;

einen Signalkonversionsschritt zum Mischen des Signals mit überlagertem Pseudorauschen mit einem lokalen Signal einer vorbestimmten Frequenz zum Erzeugen eines konvertierten Signals;

ein erster Multiplikationsschritt zum Multiplizieren des konvertierten Signals mit dem Pseudorauschen zum Erzeugen eines korrelierten Signals; und

einen ersten Integrationsschritt zum Integrieren des korrelierten Signals zum Erzeugen eines Ausgangssignals.

31. Quadratur-Modulationsverfahren gemäß Anspruch 30, ferner aufweisend:

einen Referenzsignal-Konversionsschritt zum Mischen des Signals mit überlagertem Pseudorauschen mit dem

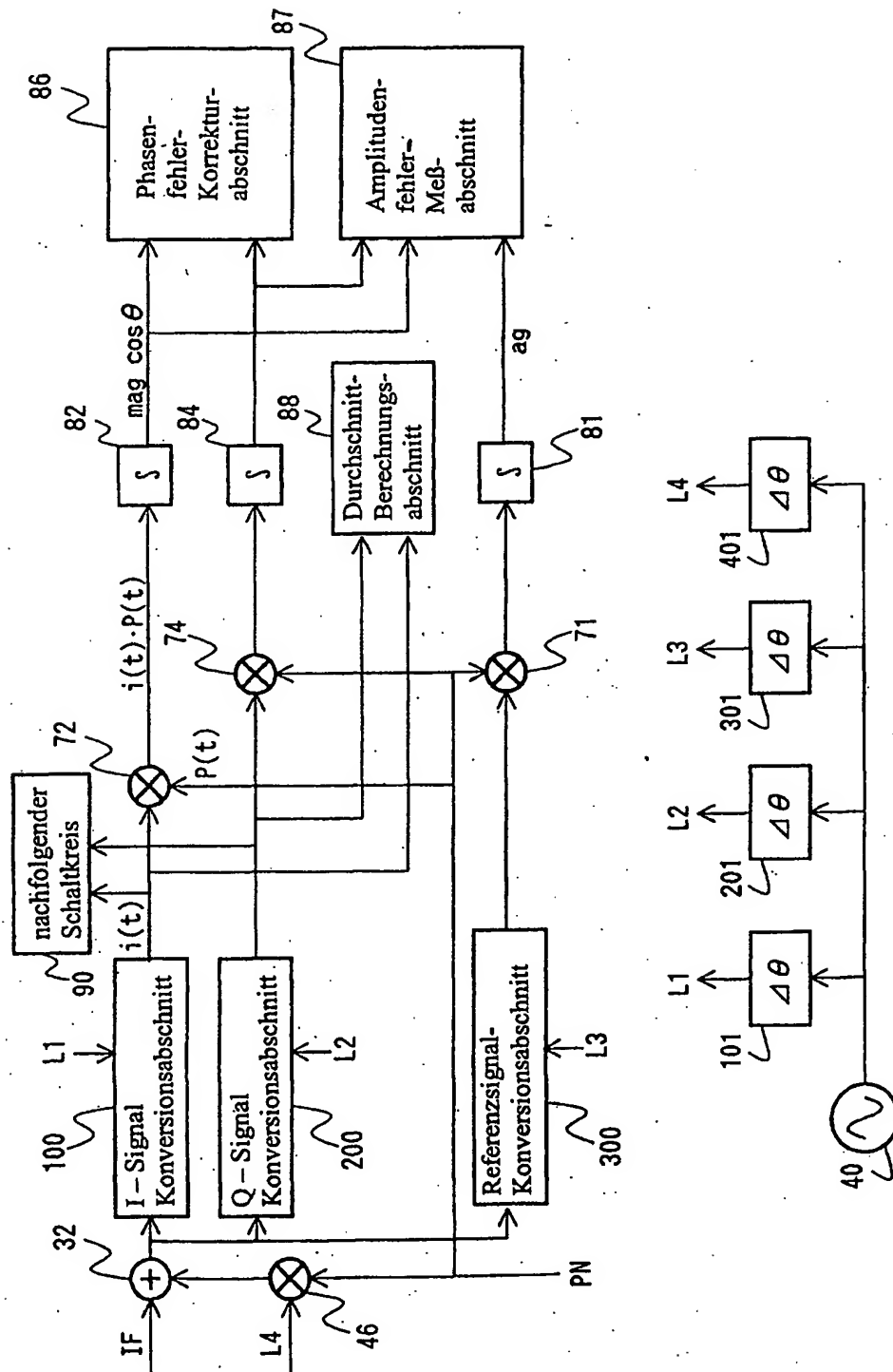
lokalen Signal einer vorbestimmten lokalen Frequenz ohne Amplituden- und Phasenfehler zum Erzeugen eines referenzkonvertierten Signals;
 einen zweiten Multiplikationsschritt zum Multiplizieren des Pseudorauschens mit dem referenzkonvertierten Signal zum Erzeugen eines referenzkorrelierten Signals;
 einen zweiten Integrationsschritt zum Integrieren des referenzkorrelierten Signals zum Erzeugen eines Ausgangssignals;
 einen Korrekturschritt für den Amplitudenfehler zum Korrigieren eines Amplitudenfehlers des Signalkonversionsschritts; und
 einen Schritt zur Berechnung eines Durchschnitts zum Erhalten eines Durchschnitts des konvertierten Signals von dem Signalkonversionsschritt.
 32. Quadratur-Demodulationsverfahren aufweisend:
 einen Phasenverschiebungsschritt zum Verändern der Phase eines Pseudorauschens zum Erzeugen eines Ausgangssignals;
 einen Additionsschritt zum Addieren eines Anwendersignals und des Ausgangssignals des Phasenverschiebungsschritts zum Erzeugen eines Signals mit überlagertem Pseudorauschen;
 einen Signalkonversionsschritt zum Mischen des Signals mit überlagertem Pseudorauschen mit einem lokalen Signal einer vorbestimmten lokalen Frequenz zum Erzeugen eines konvertierten Signals;
 einen Quadratur-Signalkonversionsschritt zum Mischen eines lokalen Quadratursignals mit dem Signal mit überlagertem Pseudorauschen zum Erzeugen eines Quadratur-konvertierten Signals, wobei das lokale Quadratursignal erhalten wird durch das Verschieben der Phase des lokalen Signals um 90 Grad;
 einen Multiplikationsschritt zum Multiplizieren des Pseudorauschens mit dem konvertierten Signal zum Erzeugen eines korrelierten Signals;
 einen Quadratur-Multiplikationsschritt zum Multiplizieren des Pseudorauschens mit dem Quadratur-konvertierten Signal zum Erzeugen eines Quadratur-korrelierten Signals;
 einen Integrationsschritt zum Integrieren des korrelierten Signals zum Erzeugen eines Ausgangssignals; und
 einen Quadratur-Integrationsschritt zum Integrieren des Quadratur-korrelierten Signals zum Erzeugen eines Ausgangs.
 33. Quadratur-Demodulationsverfahren nach Anspruch 32, ferner aufweisend folgende Schritte:
 Bereitstellen einer I-Achse und einer Q-Achse, wobei die Achsen in Quadratur zueinander stehen;
 Zuweisen eines Ausgangs des Integrationsschritts an die I-Achse oder die Q-Achse; und
 Zuweisen eines Ausgangs des Quadratur-Integrationsschritts an die andere Achse;
 Darstellen einer Ellipse, die sich durch die Koordinaten, die durch die I-Achse und die Q-Achse definiert sind, erstreckt; und
 Erhalten eines Gleichstrom-Offsetfehlers, eines Phasenfehlers und eines Amplitudenfehlers aus der Ellipse.
 34. Computerlesbares Medium zur Verkörperung eines Programms mit Anweisungen zur Ausführung eines Quadratur-Demodulationsverfahrens durch einen Computer, aufweisend:
 einen Additionsschritt zum Addieren eines Anwendersignals und eines Pseudorauschens zum Erzeugen eines Signals mit überlagertem Pseudorauschen;
 einen Signalkonversionsschritt zum Mischen des Si-

gnals mit überlagertem Pseudorauschen mit einem lokalen Signal einer vorbestimmten Frequenz zum Erzeugen eines konvertierten Signals;
 einen ersten Multiplikationsschritt zum Multiplizieren des konvertierten Signals mit dem Pseudorauschen zum Erzeugen eines korrelierten Signals; und
 einen ersten Integrationsschritt zum Integrieren des korrelierten Signals zum Erzeugen eines Ausgangssignals.
 35. Computerlesbares Medium nach Anspruch 34, wobei das Quadratur-Demodulationsverfahren ferner umfaßt:
 einen Referenzsignal-Konversionsschritt zum Mischen des Signals mit überlagertem Pseudorauschen mit dem lokalen Signal einer vorbestimmten lokalen Frequenz ohne Amplituden- und Phasenfehler zum Erzeugen eines referenzkonvertierten Signals;
 einen zweiten Multiplikationsschritt zum Multiplizieren des Pseudorauschens mit dem referenzkonvertierten Signal zum Erzeugen eines referenzkorrelierten Signals;
 einen zweiten Integrationsschritt zum Integrieren des referenzkorrelierten Signals zum Erzeugen eines Ausgangssignals;
 einen Korrekturschritt für den Amplitudenfehler zum Korrigieren eines Amplitudenfehlers des Signalkonversionsschritts; und
 einen Durchschnitts-Berechnungsschritt zur Berechnung eines Durchschnitts zum Erhalten eines Durchschnitts des konvertierten Signals von dem Signalkonversionsschritt.
 36. Computerlesbares Medium zum Verkörpern eines Programms mit Anweisungen zur Durchführung durch einen Computer eines Quadratur-Demodulationsverfahrens, aufweisend:
 einen Phasenverschiebungsschritt zum Verändern der Phase eines Pseudorauschens zum Erzeugen eines Ausgangssignals;
 einen Additionsschritt zum Addieren eines Anwendersignals und des Ausgangs des Phasenverschiebungsschritts zum Erzeugen eines Signals mit überlagertem Pseudorauschen;
 einen Signalkonversionsschritt zum Mischen des Signals mit überlagertem Pseudorauschen mit einem lokalen Signal einer vorbestimmten lokalen Frequenz zum Erzeugen eines konvertierten Signals;
 einen Quadratursignal-Konversionsschritt zum Mischen eines lokalen Quadratursignals mit dem Signal mit überlagertem Pseudorauschen zum Erzeugen eines Quadratur-konvertierten Signals, wobei das lokale Quadratursignal erhalten wird durch das Verschieben der Phase des lokalen Signals um 90 Grad;
 einen Multiplikationsschritt zum Multiplizieren des Pseudorauschens mit dem konvertierten Signal zum Erzeugen eines korrelierten Signals;
 einen Quadratur-Multiplikationsschritt zum Multiplizieren des Pseudorauschens mit dem Quadratur-konvertierten Signal zum Erzeugen eines Quadratur-korrelierten Signals;
 einen Integrationsschritt zum Integrieren des korrelierten Signals zum Erzeugen eines Ausgangssignals; und
 einen Quadraturintegrationsschritt zum Integrieren des Quadratur-korrelierten Signals zum Erzeugen eines Ausgangssignals.
 37. Computerlesbares Medium nach Anspruch 36, wobei das Quadratur-Demodulationsverfahren ferner die folgenden Schritte aufweist:
 Bereitstellen einer I-Achse und einer Q-Achse, wobei die Achsen in Quadratur zueinander stehen;

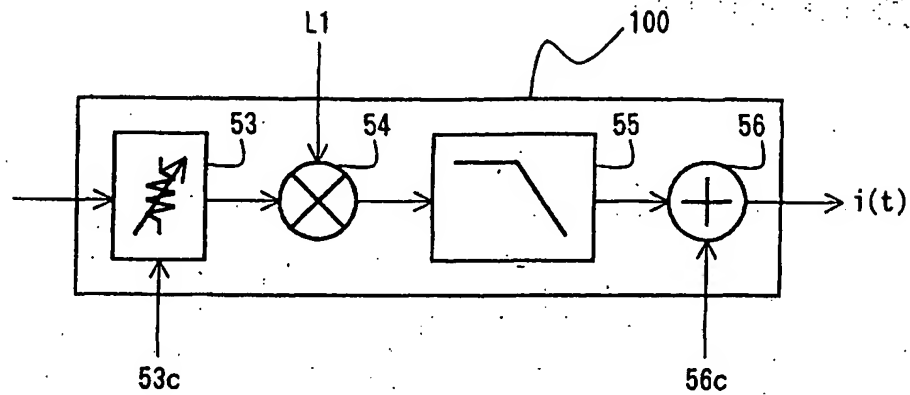
Zuweisen eines Ausgangs des Integrationsschritts zu der I-Achse oder der Q-Achse und Zuweisen eines Ausgangs des Quadratur-Integrationsschritts an die andere Achse;
 Zeichnen einer Ellipse, die sich durch die Koordinaten, die durch die I-Achse und die Q-Achse definiert werden, erstreckt; und
 Erhalten eines Gleichstrom-Offsetfehlers, eines Phasenfehlers und eines Amplitudenfehlers aus der Ellipse.
 38. Computerprogramm von Anweisungen zur Ausführung eines Quadratur-Demodulationsverfahrens durch einen Computer, aufweisend:
 einen Phasenverschiebungsschritt zum Verändern der Phase eines Pseudorauschens zum Erzeugen eines Ausgangssignals;
 einen Additionsschritt zum Addieren eines Anwendersignals und des Ausgangssignals des Phasenverschiebungsschritts zum Erzeugen eines Signals mit überlagertem Pseudorauschen;
 einen Signalkonversionsschritt zum Mischen des Signals mit überlagertem Pseudorauschen mit einem lokalen Signal einer vorbestimmten lokalen Frequenz zum Erzeugen eines konvertierten Signals;
 einen Quadratursignalkonversionsschritt zum Mischen eines lokalen Quadratursignals mit dem Signal mit überlagertem Pseudorauschen zum Erzeugen eines Quadratur-konvertierten Signals, wobei das lokale Quadratursignal erhalten wird durch das Verschieben der Phase des lokalen Signals um 90 Grad;
 einen Multiplikationsschritt zum Multiplizieren des Pseudorauschens mit dem konvertierten Signal zum Erzeugen eines korrelierten Signals;
 einen Quadratur-Multiplikationsschritt zum Multiplizieren des Pseudorauschens mit dem Quadratur-konvertierten Signal zum Erzeugen eines Quadratur-korrelierten Signals;
 einen Integrationsschritt zum Integrieren des korrelierten Signals zum Erzeugen eines Ausgangs; und
 einen Quadratur-Integrationsschritt zum Integrieren des Quadratur-korrelierten Signals zum Erzeugen eines Ausgangssignals.
 39. Computerprogramm nach Anspruch 38, wobei das Quadratur-Demodulationsverfahren ferner die folgenden Schritte aufweist:
 Bereitstellen einer I-Achse und einer Q-Achse, wobei die Achsen senkrecht aufeinander stehen;
 Zuweisen eines Ausgangs des Integrationsschritts an die I-Achse oder die Q-Achse und Zuweisen eines Ausgangs des Quadratur-Integrationsschritts an die andere Achse;
 Zeichnen einer Ellipse durch die Koordinaten, die definiert sind durch die I-Achse und die Q-Achse; und
 Erhalten eines Gleichstrom-Offsetfehlers, eines Phasenfehlers und eines Amplitudenfehlers aus der Ellipse.

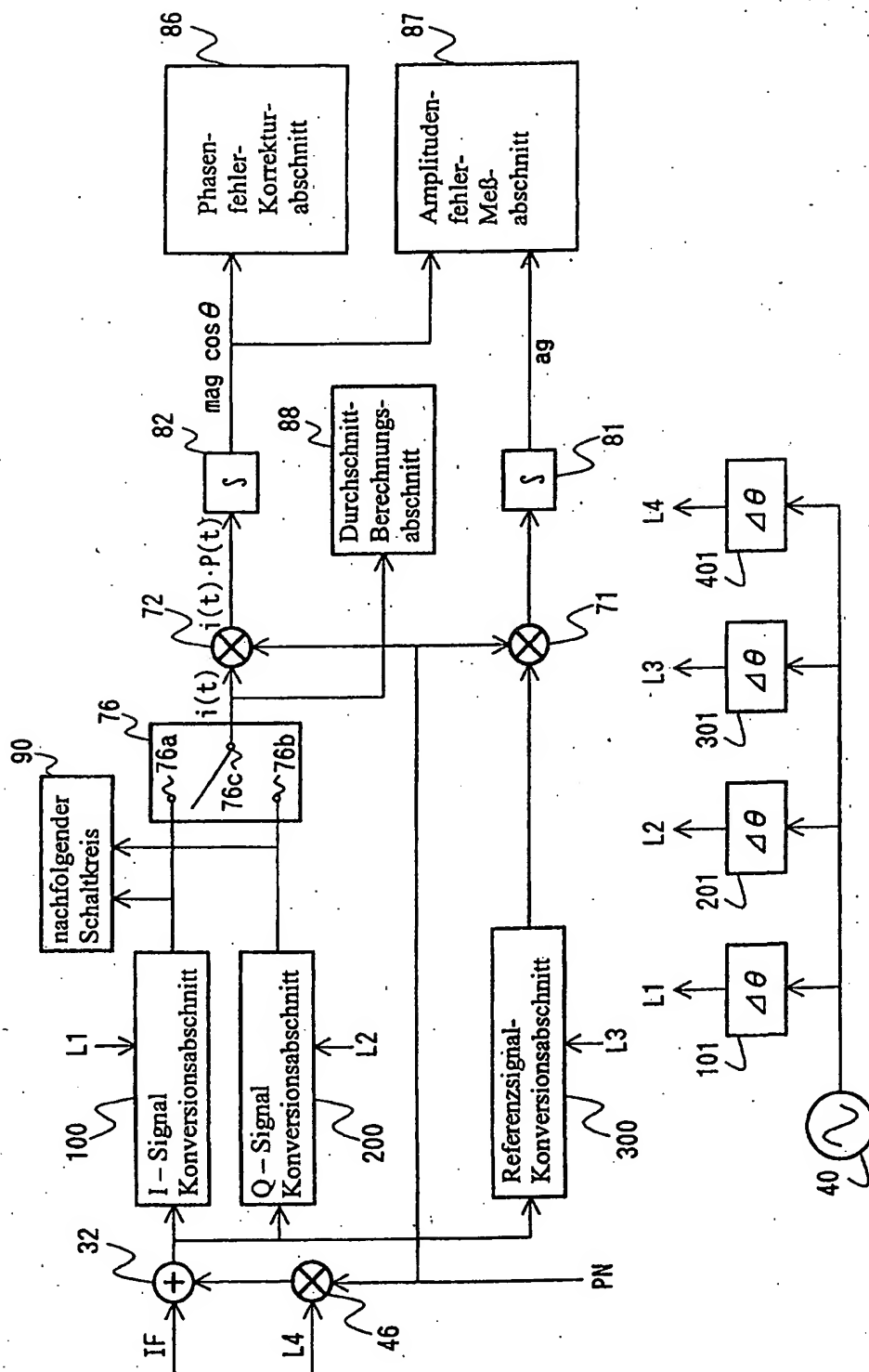
Hierzu 26 Seite(n) Zeichnungen

- Leerseite -

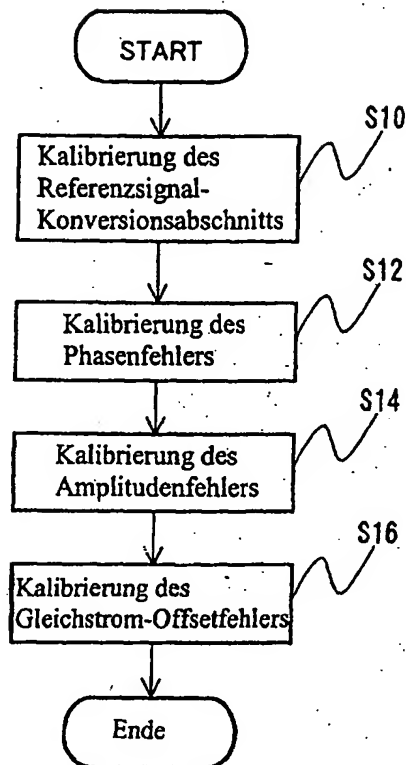


Figur 1





Figur 3



$$i(t) = mI(t)\cos(\psi + \theta) + mQ(t)\sin(\psi + \theta) + maP(t)\cos\theta + d \quad (1)$$

$$i(t) \cdot P(t) = P(t)(mI(t)\cos(\psi + \theta) + mQ(t)\sin(\psi + \theta) + d) + maP^2(t)\cos\theta \quad (2)$$

$$\int_0^T i(t) \cdot P(t) dt = mag \cos\theta \quad (3)$$

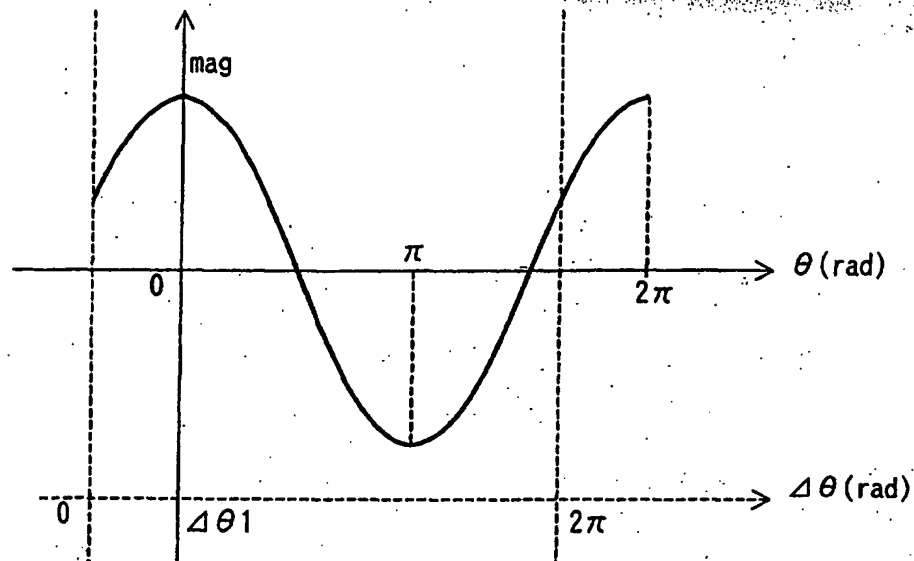
$$r(t) = I(t)\cos\psi + Q(t)\sin\psi + aP(t) \quad (4)$$

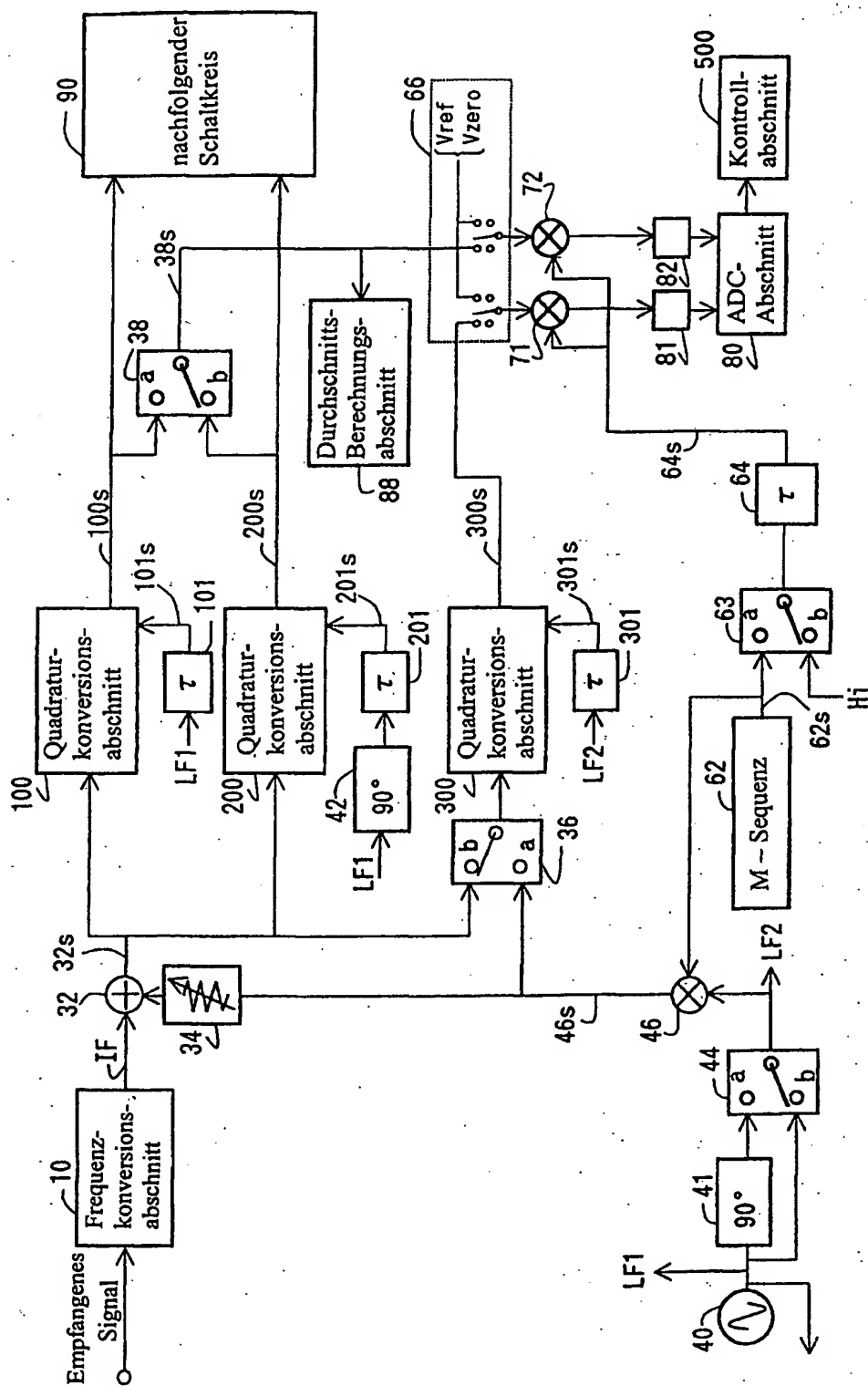
$$\int_0^T r(t) \cdot P(t) dt = ag \quad (5)$$

$$m = mag / ag \quad (6)$$

$$i(t) = I(t)\cos\psi + Q(t)\sin\psi + aP(t) + d \quad (7)$$

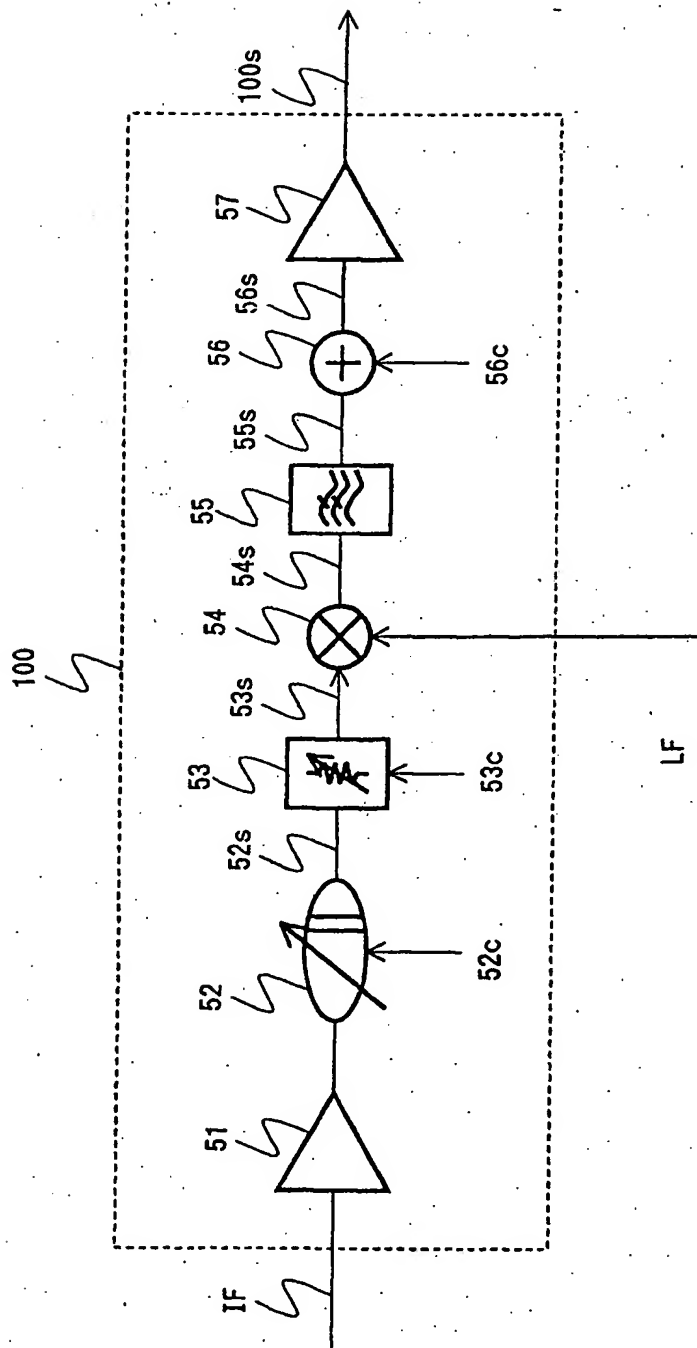
Figur 5

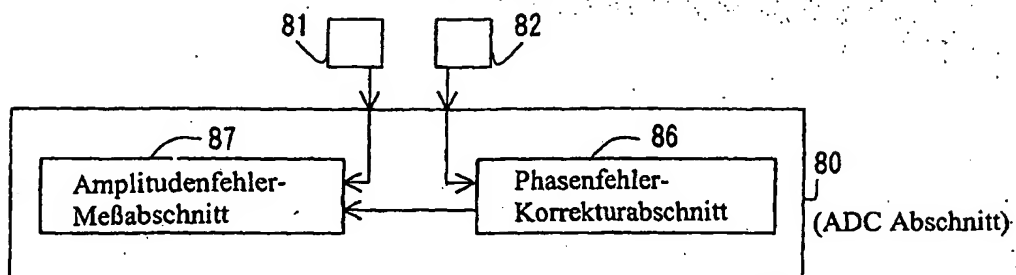




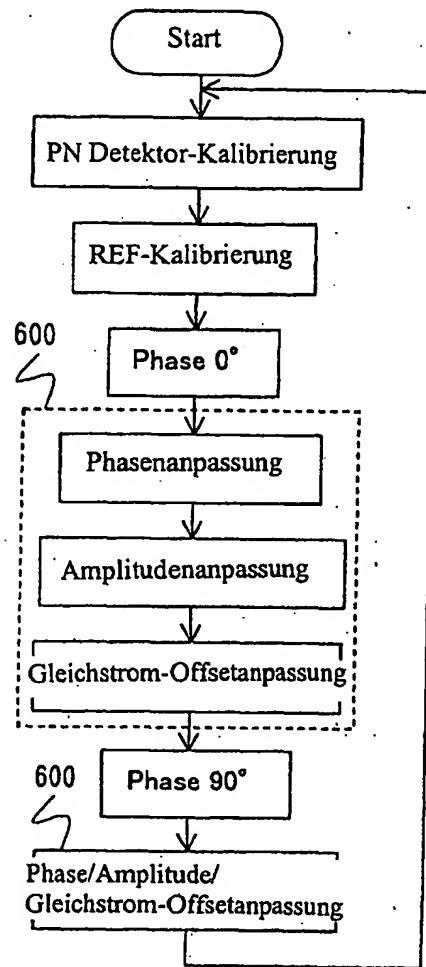
Figur 7:

Figur 8

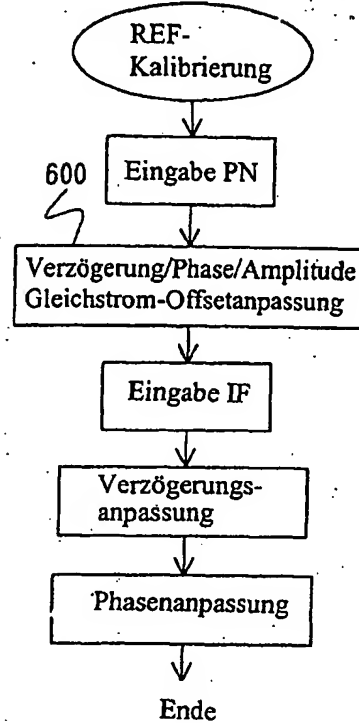




Figur 9

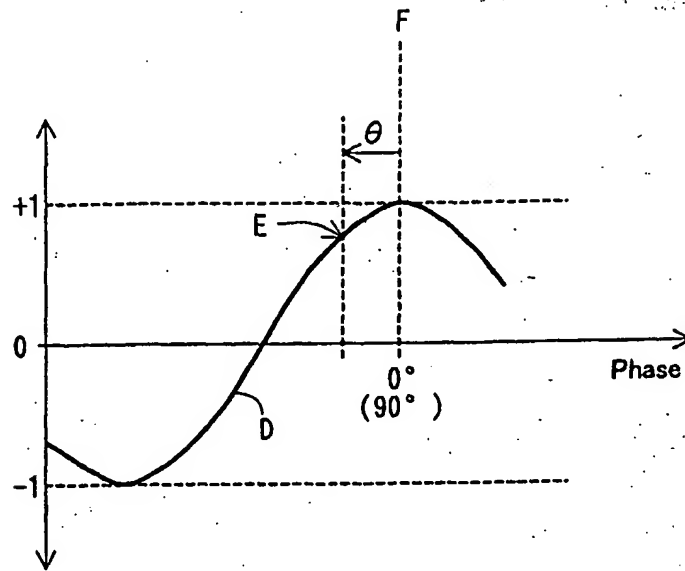


(a)

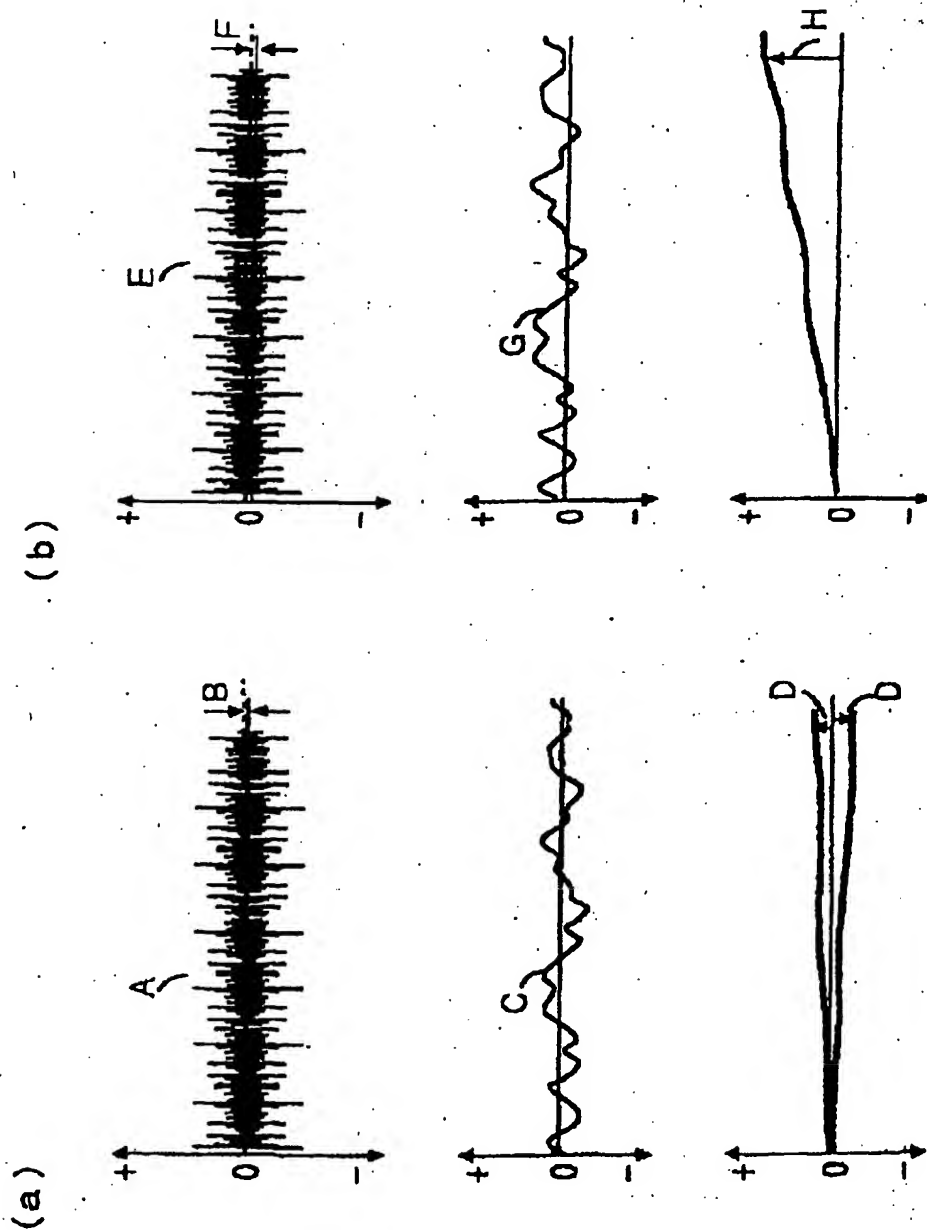


(b)

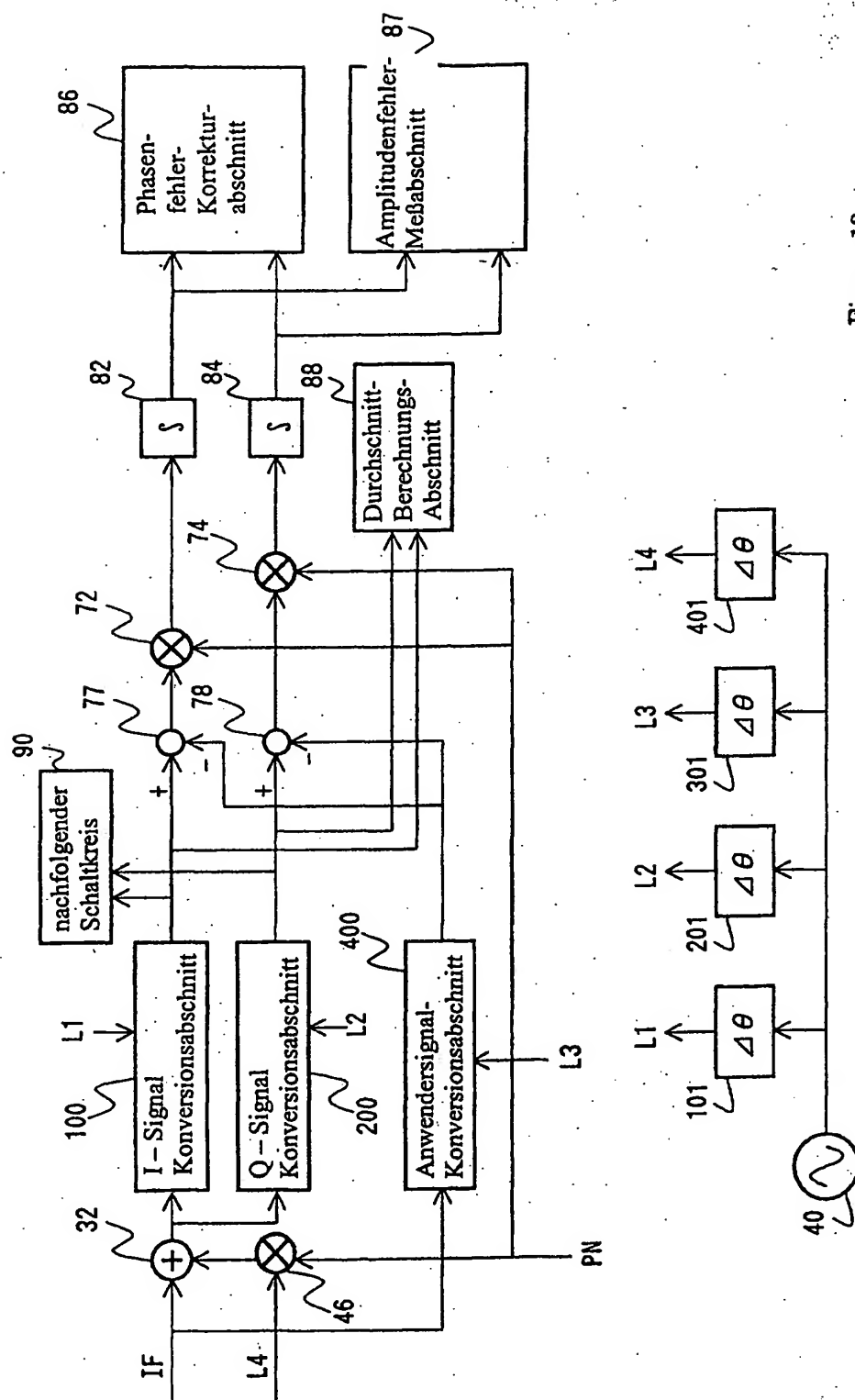
Figur 10



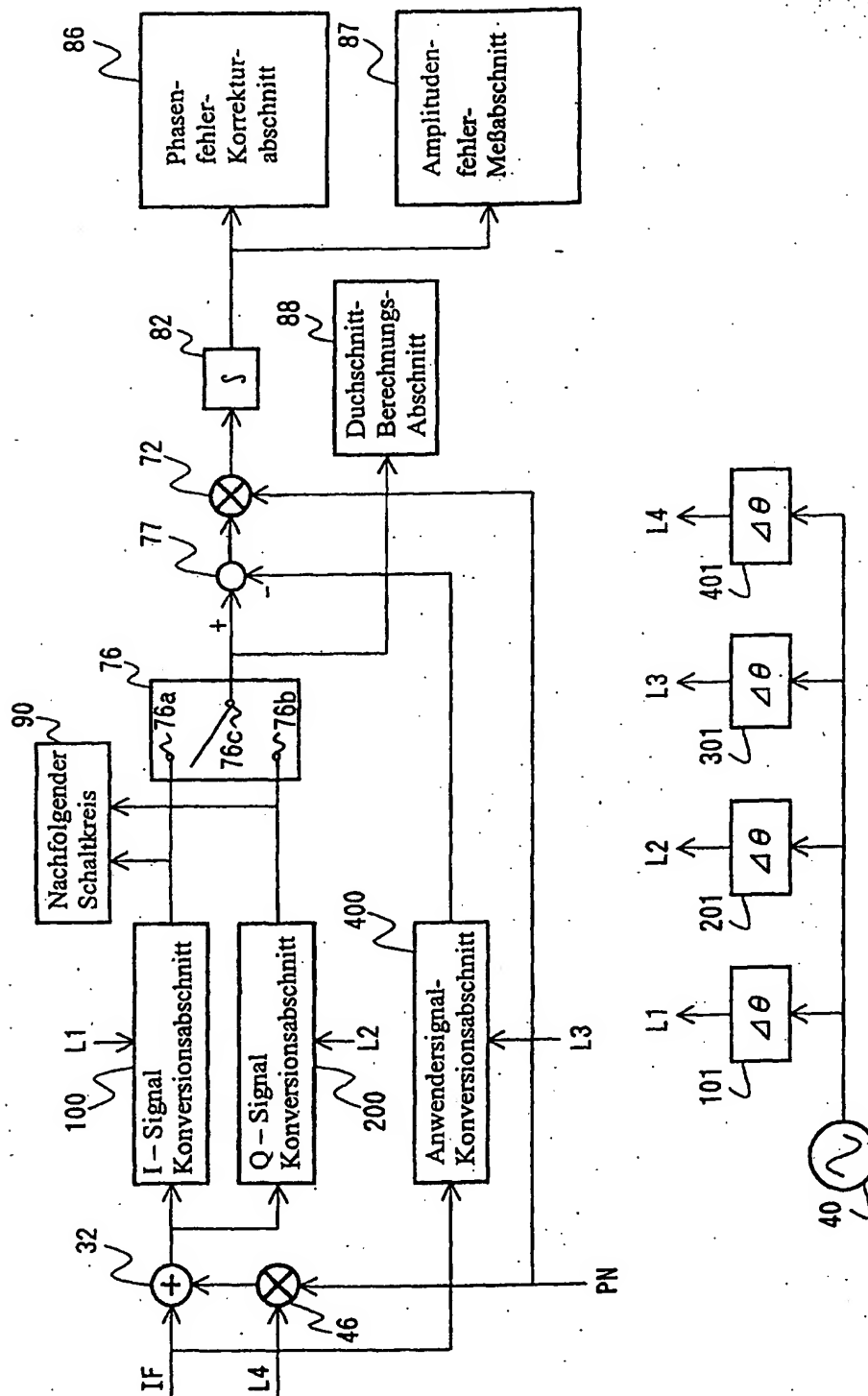
Figw 11



Figur 12



Figur 13

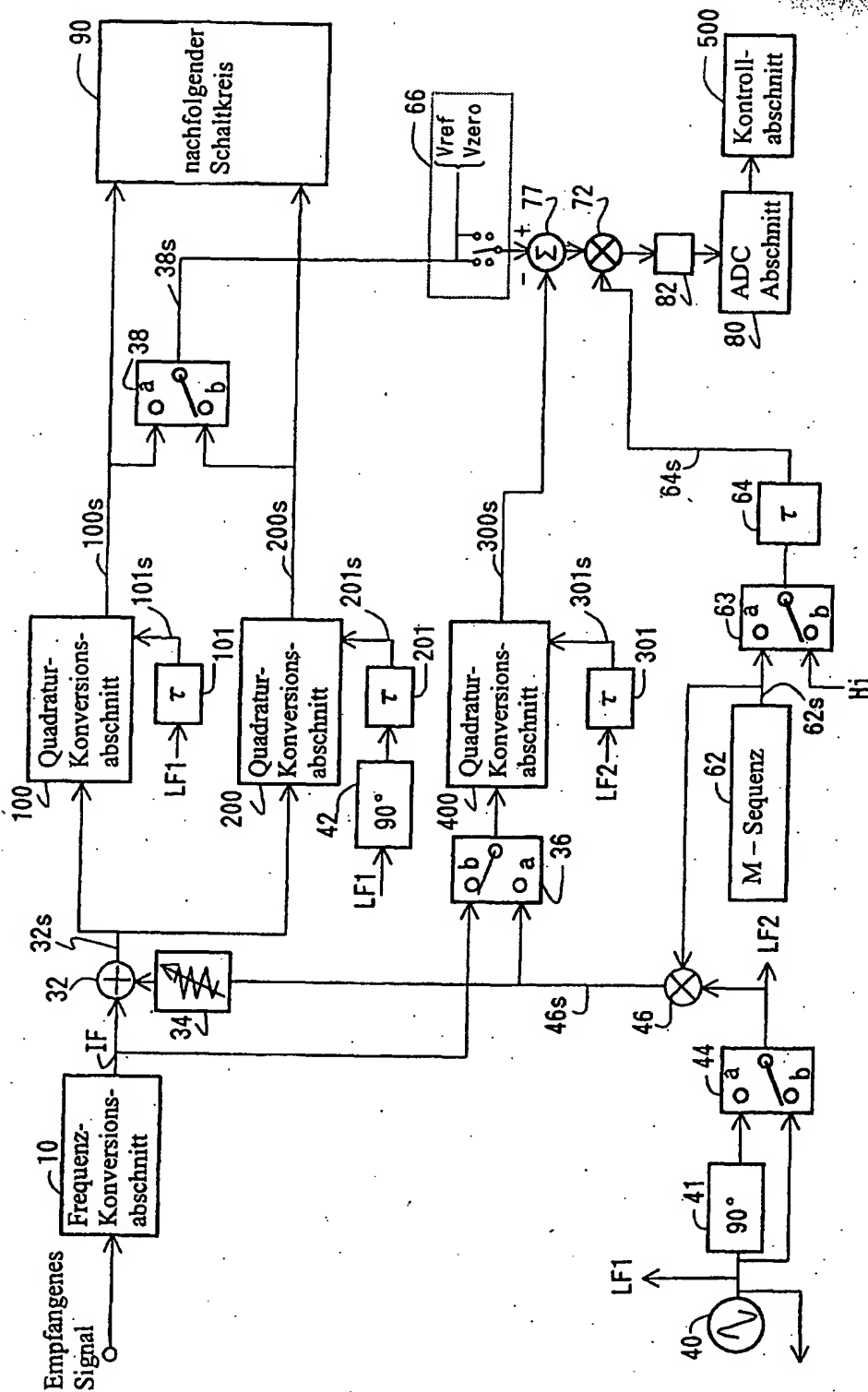


Figur 14

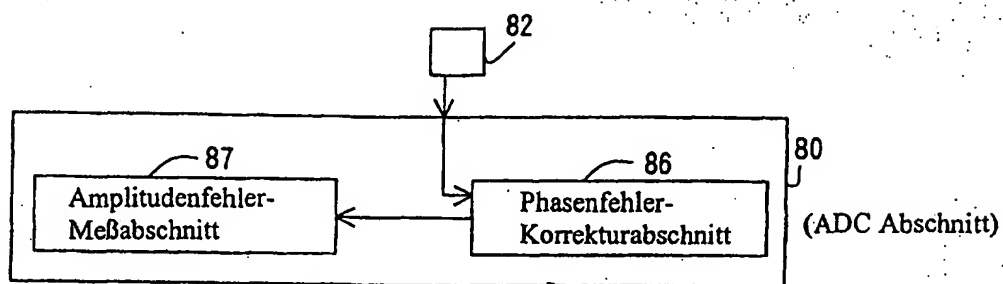
$$mI(t)\cos(\psi + \theta) + mQ(t)\sin(\psi + \theta) + d$$

(1')

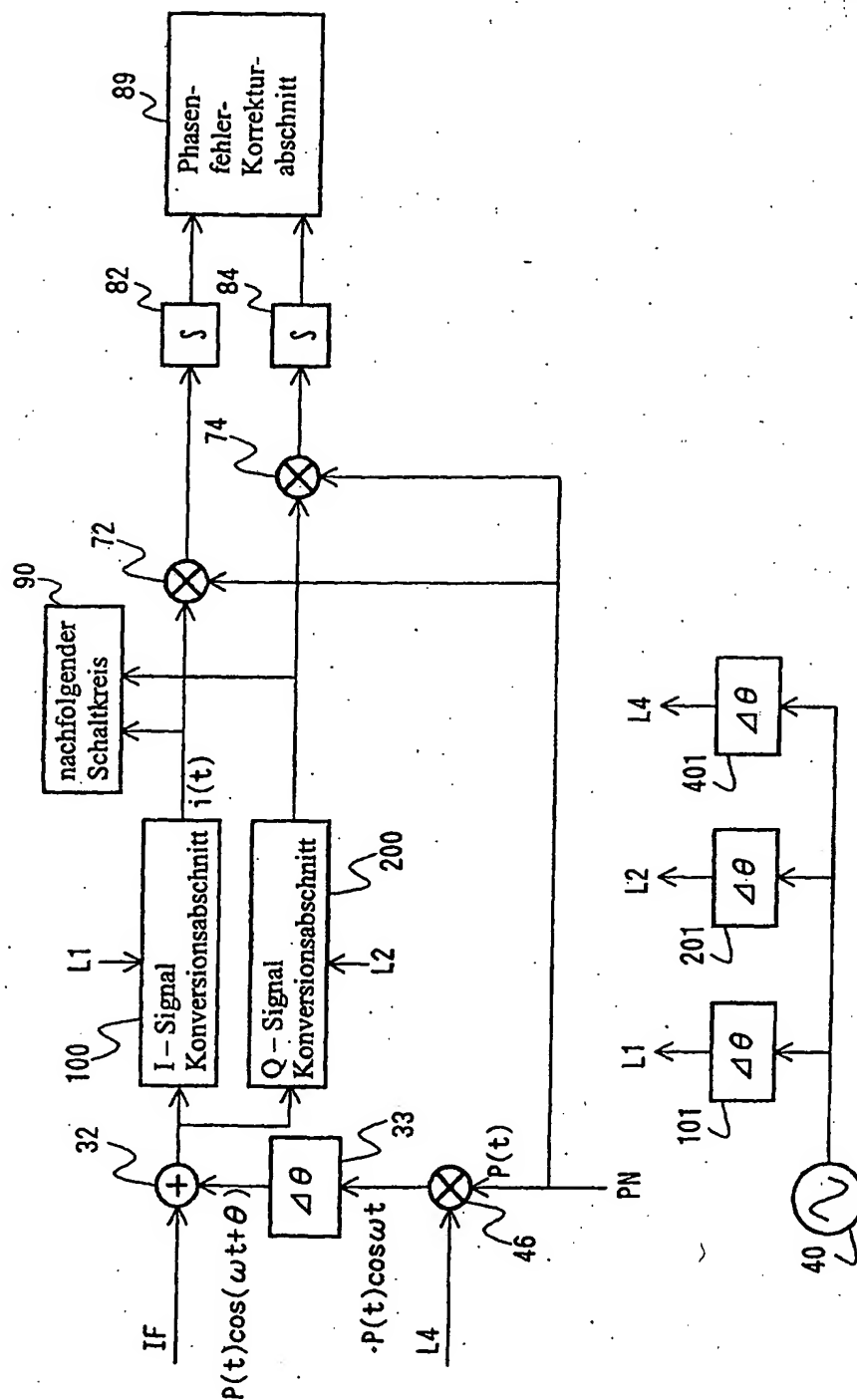
Figur 15



Figur 16



Figur 17



Figur 18

$$I_{ch} : \int P(t) \cos(\omega t + \theta) \cos \omega t dt \quad (8)$$

$$Q_{ch} : \int P(t) \cos(\omega t + \theta) \sin \omega t dt \quad (9)$$

$$I_{ch} : \int P(t) \cos^2 \omega t dt \quad (10)$$

$$Q_{ch} : \int P(t) \cos \omega t \sin \omega t dt = \frac{1}{2} \int P(t) \sin 2\omega t dt \quad (11)$$

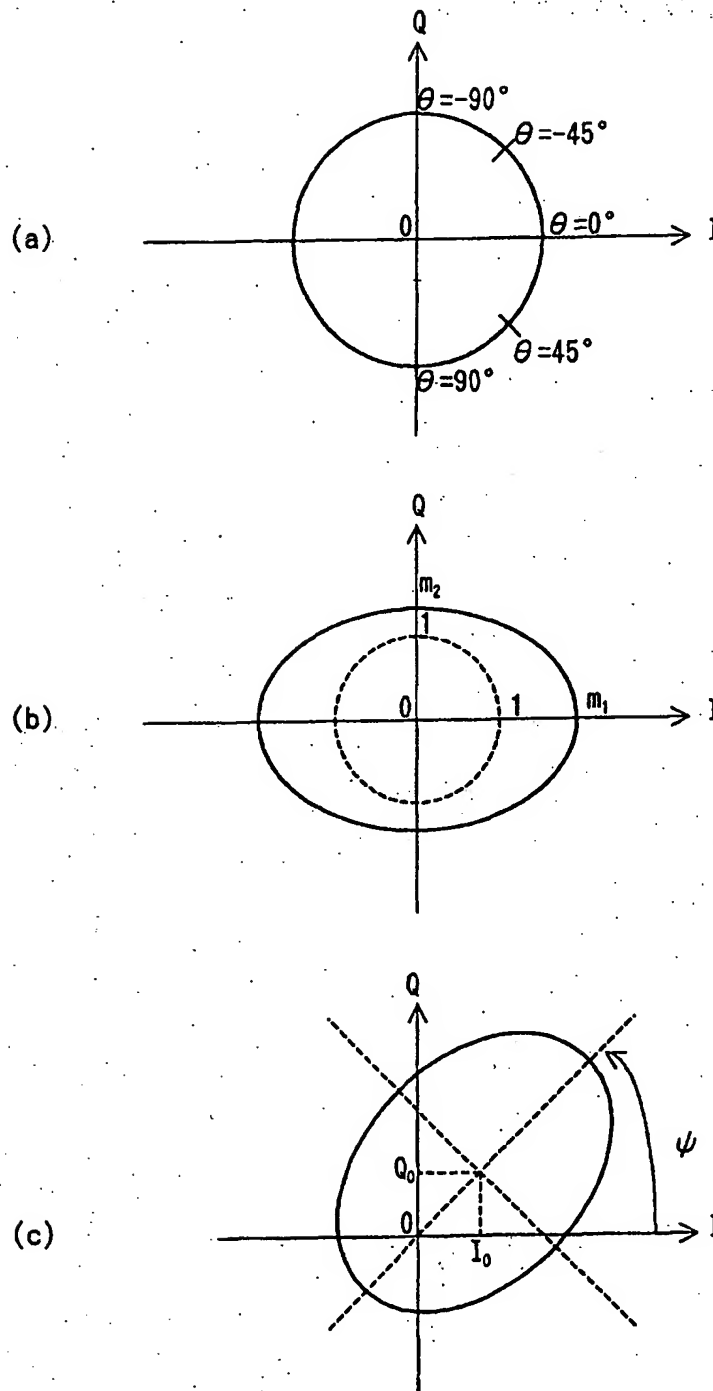
$$I_{ch} : \int P(t) (-\sin \omega t) \cos \omega t dt = -\frac{1}{2} \int P(t) \sin 2\omega t dt \quad (12)$$

$$Q_{ch} : \int P(t) (-\sin \omega t) \sin \omega t dt = -\int P(t) \sin^2 \omega t dt \quad (13)$$

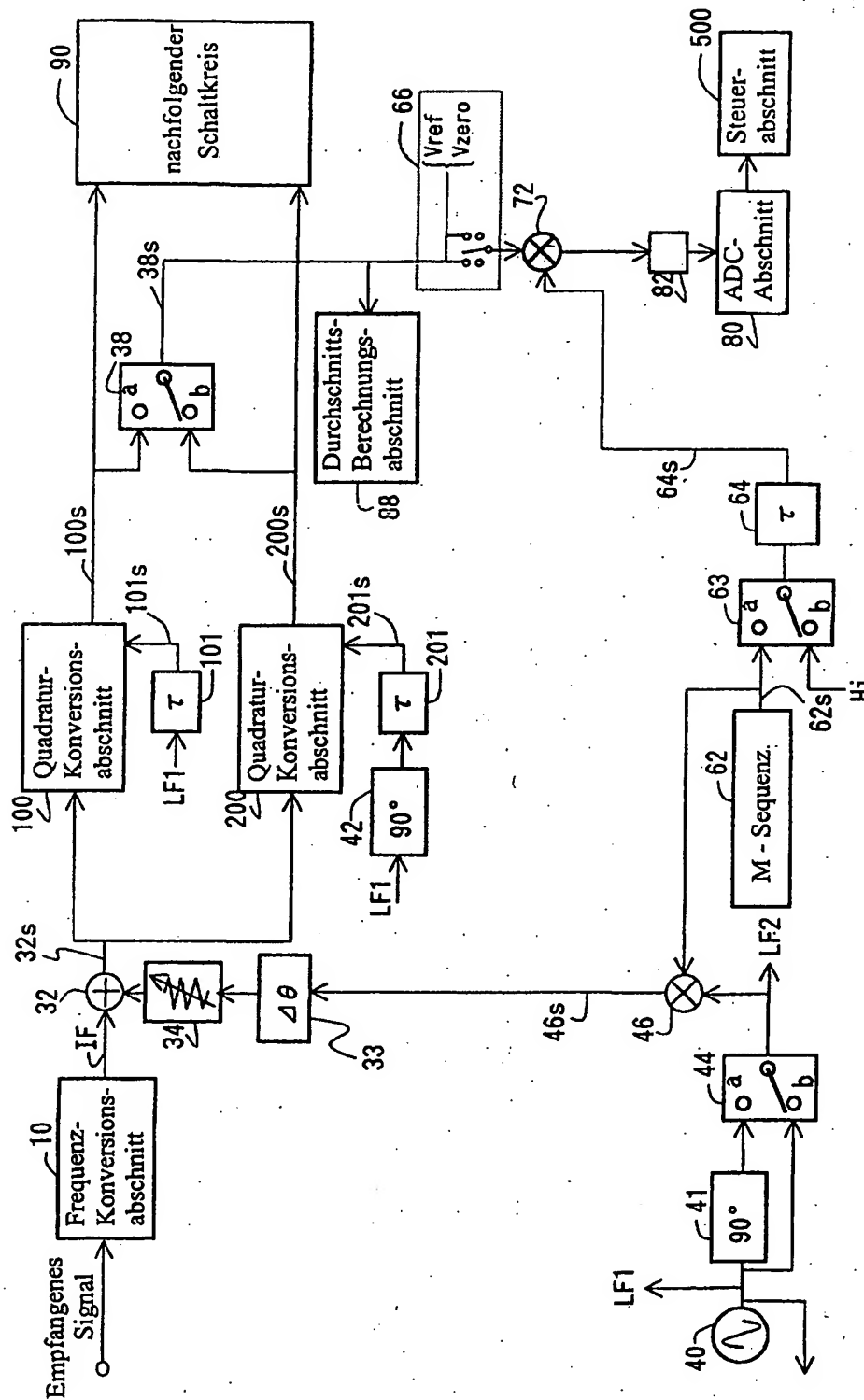
$$I_{ch} : \int P(t) \frac{1}{\sqrt{2}} (\cos^2 \omega t - \frac{1}{2} \sin 2\omega t) dt \quad (14)$$

$$Q_{ch} : \int P(t) \frac{1}{\sqrt{2}} (\frac{1}{2} \sin 2\omega t - \sin^2 \omega t) dt \quad (15)$$

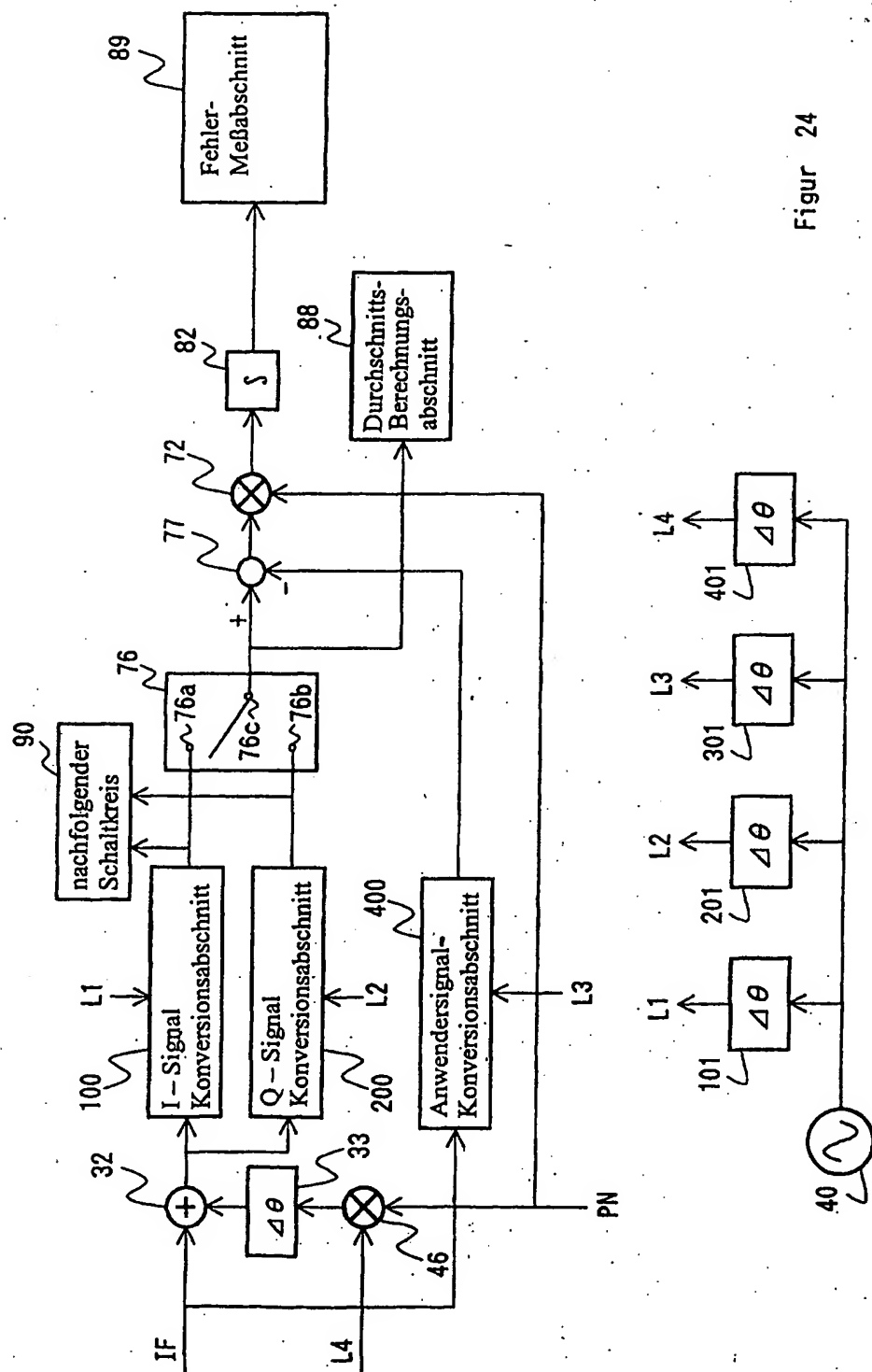
Figur 20



Figur 21



Figur 22



Figur 24

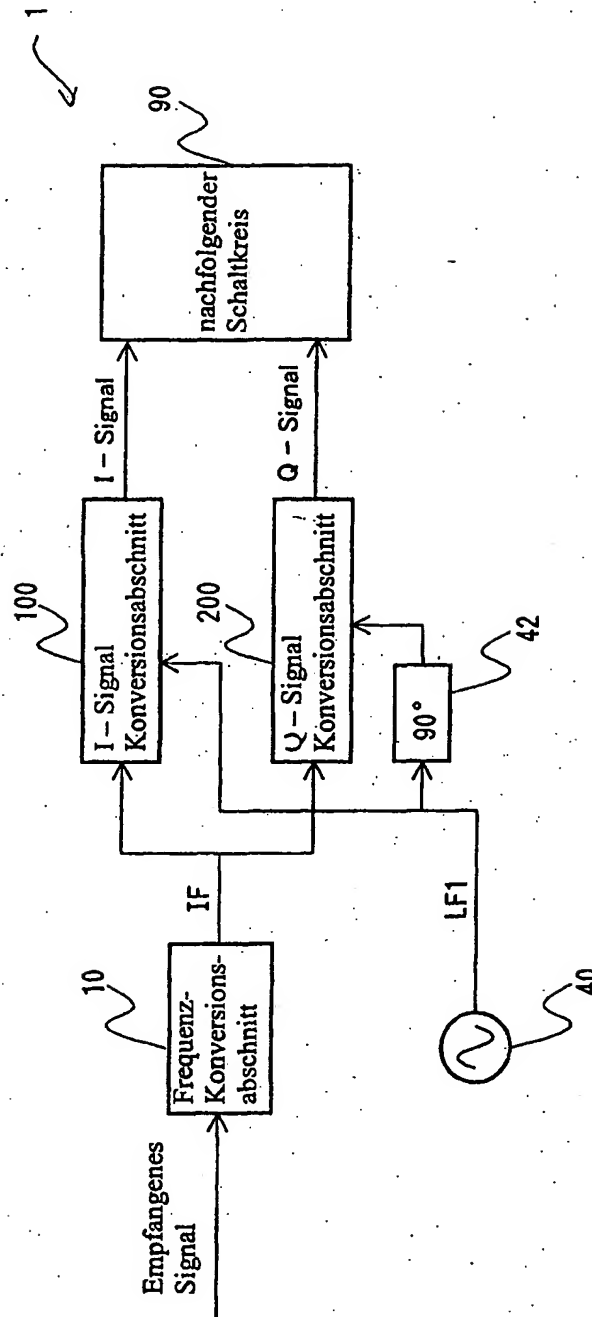


Figure 26

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☒ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.